

**SIGNALSTÄRKEBASIERTE ORTUNG –
EIN BEITRAG ZUR PROBABILISTISCHEN, SYMBOLISCHEN,
ZELLGENAUEN ORTUNG MOBILER NETZWERKKNOTEN
INNERHALB VON GEBÄUDEN**

Von der Fakultät für Maschinenbau, Elektrotechnik und Wirtschaftsingenieurwesen
der Brandenburgischen Technischen Universität Cottbus zur Erlangung des
akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
genehmigte

DISSERTATION

vorgelegt von

Diplom-Ingenieur

Frank Tost

geboren am 15. August 1978 in Cottbus

Vorsitzender:	Prof. Dr.-Ing. G. Lappus
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. D. Killat
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. habil. A. Nethe
Tag der mündlichen Prüfung:	7. Dezember 2009

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl Mikroelektronik der Brandenburgischen Technischen Universität (BTU) Cottbus. Das Gelingen der Arbeit war jedoch nicht allein an das eigene Engagement, sondern in hohem Maße ebenso an die mir entgegengebrachte Unterstützung geknüpft. Mithin ist es mir ein persönliches Anliegen, mich an dieser Stelle für die Mitwirkung bei all denen zu bedanken, die zum Erfolg der Arbeit beitrugen.

Allen voran möchte ich posthum im Besonderen meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Falter danken, der die Anregung zu diesem Thema gab. Durch seine fachliche und persönliche Nähe zu dem Inhalt der Arbeit vermochte er es, wichtige Aspekte stets genau zu beleuchten. Mein Dank gilt im Weiteren Herrn Prof. Dr.-Ing. Dirk Killat, welcher die Betreuung der Arbeit auf sehr unkomplizierte Weise weiterführte. In der Rolle des Zweitgutachters sei zudem explizit Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Arnim Nethe gedankt. Außerdem danke ich an dieser Stelle ausdrücklich allen Lehrstuhlmitarbeitern für die enge Zusammenarbeit, die konstruktiven Anregungen und die stete Gesprächsbereitschaft. Nicht zuletzt schulde ich Herrn Ralf Nicke meinen aufrichtigen Dank für die tatkräftige Unterstützung bei der Erstellung vieler der die Arbeit zierenden Abbildungen.

Cottbus, den 9. Dezember 2009

Frank Tost

Selbständigkeitserklärung

Ich erkläre hiermit, die vorliegende Dissertation mit dem Titel *Signalstärkebasierte Ortung – Ein Beitrag zur probabilistischen, symbolischen, zellgenauen Ortung mobiler Netzwerkknoten innerhalb von Gebäuden* selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt zu haben. Alle Stellen, an denen Wortlaut oder Sinn anderen Werken entlehnt wurden, sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht. Gleiches gilt sinngemäß für Tabellen und Abbildungen.

Cottbus, den 9. Dezember 2009

Dipl.-Ing. Frank Tost

Zusammenfassung

Die vorliegende Dissertation setzt ein empfangssignalstärkebasiertes, probabilistisches, zweistufiges Ortungsverfahren zur symbolischen Lokalisierung von Objekten im Indoor-Bereich um. Dazu wird eine Hardware auf Basis der im 2,4 GHz ISM-Band arbeitenden Funktechnologie der Firma Nanotron zum Aufbau eines unidirektionalen Funknetzes entwickelt. Es besteht aus mobilen und stationären Netzwerkknoten und wurde in verschiedenen Umgebungsszenarien getestet. Neben dem für den Ortungsalgorithmus erforderlichen Signalstärkeparameter (AGC-Gain) wird ebenso die Sendeleistung als weiterer Systemparameter variiert. Die dadurch erweiterte Datenbasis vergrößert die Trennschärfe der diskreten a posteriori-Verteilung. Deren Modalwert bestimmt den geschätzten Aufenthalt des Mobilknotens im diskreten Raum.

Der innerhalb einer ausgewählten Gebäudestruktur angewendete Basisalgorithmus liefert eine absolute Ortungsgenauigkeit von circa 73 % und bestätigt so die prinzipielle Eignung des Verfahrens. Der mittlere Entfernungsfehler liegt für das 95. Perzentil bei 6,2 m. Bei einer mittleren Zellengröße von 5×5 m wird damit selbst im Fall einer Fehlortung mit hoher Wahrscheinlichkeit eine unmittelbare Nachbarzelle ausgewählt.

Der flexible Aufbau erlaubt zusätzliche Untersuchungen an Parametern, welche Einfluss auf die Ortungsgenauigkeit haben. Darunter zählen Variationen der Höhe und Antennenausrichtung der Mobilknoten sowie Untersuchungen zur Hardwarestreue. Dabei wird deutlich, dass in den beiden erstgenannten Fällen eine deutliche Verringerung der Trefferquote bis hin zu 37 % auftritt. Hingegen belegt die hohe Reproduzierbarkeit der Ortungsgenauigkeit bei Verwendung baugleicher Netzwerkknoten die Übertragbarkeit einer mit einem Mobilknoten erstellten RadioMap auf andere Knoten.

Das Ortungsverfahren wird neben dem primären Einsatzfeld im Indoor-Bereich ebenfalls im Outdoor-Bereich getestet. Dabei können Interferenzerscheinungen durch Mehrfachsignalausbreitung gesondert untersucht und modelliert werden.

Im Anschluss werden Ansätze vorgestellt, welche das System unter verschiedenen Gesichtspunkten wie der Verringerung der erforderlichen Speicherkapazität, der Verringerung der Rechenzeit durch Eingrenzung des Suchraumes sowie die Erhöhung der Ortungsgenauigkeit durch verschiedene Filterstrukturen erweitern. In deren Ergebnis können die erforderliche Speicherkapazität um 93 % gesenkt, die Rechenzeit um 42 % verringert und die absolute Ortungsgenauigkeit auf 83 % gesteigert werden. Die Arbeit schließt mit einer Diskussion der Ergebnisse und gibt Ausblicke auf aufbauende Forschungsschwerpunkte.

Abstract

A signal strength based, probabilistic, two-step procedure for symbolic localization of objects in indoor environment, using the Nanotron wireless technology is introduced and implemented. Therefore, the necessary hardware was developed to build a one-way radio network consisting of mobile and fixed network nodes. It was tested in different environmental scenarios. In addition to the signal strength value (AGC-gain) required for the BAYESian algorithm, the transmit power is used to increase the selectivity of the discrete a posteriori-distribution. Their modal value determines the estimated position of the mobile node in the discrete space.

Within a selected building structure, the applied algorithm provides an absolute location accuracy of about 73 %, confirming the general suitability of the procedure. The average distance error is 6,2 m for the 95. percentile. Even in the case of a wrong cell estimation, the algorithm selects an immediate neighboring cell with high probability under assumption of an average cell size of 5×5 m.

The flexible structure allows additional investigation of parameters which influence the positioning accuracy. These variations include studies about the mobile node height above ground and the direction of its antenna as well as hardware discrepancies. In the first two studies, a significant reduction in the hit ratio down to 37 % was indicated. When combining the RadioMap with structurally identical nodes, the high reproducibility of the positioning accuracy shows the transferability of the location algorithm to other nodes.

The detection method is tested in an indoor environment as well as in an outdoor area. The outdoor testfield had to be used to separately investigate and model interference effects caused by multipath fading.

Various refinements such as reducing the required storage capacity, reducing the computation time by limiting the search space, and increasing the accuracy of positioning by various filter structures improve the system compared to its initial stage. In result, the memory capacity reduces by 93 %, the computation time decreases by 42 % and the absolute positioning accuracy increases up to 83 %. More results are given in the thesis together with constructive views on research priorities.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	iv
Tabellenverzeichnis	vii
Abkürzungsverzeichnis	viii
Symbolverzeichnis	x
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Zielstellung	2
1.2.1 Mobilfunk im Krankenhaus	3
1.2.2 Funkstandards	3
1.2.3 Genauigkeitsanforderungen	4
1.3 Gliederung	4
2 Lokalisierung - Ein Überblick	5
2.1 Randbedingungen/Kriterien	5
2.2 Ortungsverfahren - Allgemein	7
2.2.1 Lateration	7
2.2.2 Hyperbolische Lateration	15
2.2.3 Angulation	21
2.2.4 Mustererkennung	24
2.2.5 Zellenzuordnung	25
2.3 RSSI-basierte Ortungsverfahren - Eine Auswahl	27
2.3.1 RADAR	27
2.3.2 HORUS	33
2.4 Störeinflüsse	36
2.4.1 Selbststörung	37

2.4.2	Fremdstörung	38
2.4.3	Slow-Fading	39
2.4.4	Fast-Fading	40
2.5	Schlussfolgerungen	47
3	Das realisierte System	49
3.1	Funkmodul	50
3.1.1	Chirp Spread Spectrum (CSS)	50
3.1.2	Automatic Gain	52
3.1.3	nanoLOC-Treiber	52
3.1.4	nanoLOC-Konfiguration	53
3.2	Ortungsverfahren	53
3.2.1	Trainingsphase	54
3.2.2	Ortungsphase	56
3.3	Mobilknoten	60
3.3.1	Komponenten	61
3.3.2	Softwarestruktur	62
3.4	Ankerknoten	65
3.4.1	Komponenten	66
3.4.2	Softwarestruktur	67
3.5	Leitstation	75
3.5.1	Konfiguration	75
3.5.2	Datenaufnahme	76
3.5.3	Datenanalyse	77
4	Datenerfassung und Auswertung	80
4.1	Indoor-Ortungsszenario	80
4.1.1	Vorbetrachtungen	80
4.1.2	Trainingsergebnisse	85
4.1.3	Ortungsgenauigkeit	90
4.1.4	Fehlende Messdaten	92
4.1.5	Ortungsergebnisse	93
4.2	Outdoor-Ortungsszenario	100
4.2.1	Interferenzerscheinungen	102
4.2.2	Simulierte Ortung	106

4.2.3	Reale Ortung	108
4.3	Schlussfolgerungen	109
5	Systemerweiterungen	111
5.1	Reduktion des RadioMap-Umfanges	111
5.2	Datenfilterung	114
5.2.1	Eingangsdatenfilter	115
5.2.2	Positionsfilter	119
5.3	Eingrenzung des Suchraumes	122
6	Zusammenfassung und Ausblick	127
6.1	Zusammenfassung	127
6.2	Ausblick	129
A	Schaltpläne und Platinenlayouts	131
A.1	Mobilknoten	131
A.2	Ankernoten	133
B	Vollständige Indoor-RadioMap	135
	Literaturverzeichnis	150

Abbildungsverzeichnis

2.1	Laterationsprinzip in einer 2D-Umgebung	8
2.2	Laterationsprinzip in einer 2D-Umgebung mit Hindernissen	10
2.3	Laterationsprinzip mittels Laufzeitmessung	11
2.4	Prinzip des Round Trip Time of Flight	12
2.5	Multilaterationsprinzip in einer 2D-Umgebung	16
2.6	Angulationsprinzip in einer 2D-Umgebung	21
2.7	Angulation nach Nasipuri und Li (Quelle: [NL02] nachempfunden)	23
2.8	Zellenbasierte Ortung	25
2.9	k -NNSS-Methode (Quelle: [BP00] nachempfunden)	30
2.10	RADAR-Trackingsystem (Quelle: [BBP00] nachempfunden)	32
2.11	Linear polarisierte, ebene Transversalwelle	41
2.12	Reflexion einer EM-Welle an der Grenzschicht	43
3.1	Aufbau des Gesamtsystems	49
3.2	Signale des CSS-Verfahrens (Quelle: [Nan04] nachempfunden)	51
3.3	Histogramm-Fit durch GAUSS-Verteilung	54
3.4	RadioMap des Ortungsverfahrens	55
3.5	Veranschaulichung zum BAYES-Theorem	56
3.6	BSB und Foto (Top-Layer) eines Mobilknotens	60
3.7	Softwarestruktur des Mobilknotens	62
3.8	Datenrahmen eines zu sendenden Pakets	63
3.9	Sendeprozess des Mobilknotens	64
3.10	Blockschaltbild des Ankerknotens	66
3.11	Top- (links) und Bottom-Layer (rechts) des Ankerknotens	66
3.12	Softwarestruktur eines Ankerknotens	68
3.13	TCP/IP-Stack	69

3.14	IEEE-802.3-Ethernet-Datenrahmen	71
3.15	Konfigurationsrahmen eines Ankerknotens	72
3.16	Ablaufplan des Lokalisierungsprogramms (LOCv2)	73
3.17	Vollständiger Datenrahmen einer Messung	74
3.18	Konfigurationsprogramm der Ankerknoten	76
3.19	Programm zur Datenaufnahme	77
3.20	Ablauf des Ortungsprozesses	78
4.1	Schematische, räumliche Darstellung des Lehrstuhls für Mikroelektronik .	81
4.2	Strahlungscharakteristik eines $\lambda/2$ -Dipols	82
4.3	Einzeltraining der Zelle R208 bei verschiedenen Sendeleistungen	85
4.4	Vollständiges Training der Zelle R205	87
4.5	Paketempfangswahrscheinlichkeit in der Zelle R208	88
4.6	Langzeitverhalten des AGC-Gain	89
4.7	Vergleich der Qualität zweier simulierter Ortungen	90
4.8	Grundriss des Lehrstuhls mit Referenzpfad und Markern	95
4.9	Summenhäufigkeit des mittleren Entfernungsfehlers im Indoor-Bereich . .	96
4.10	Outdoor-Untersuchungsgebiet	100
4.11	Verlauf des mittleren AGC-Wertes über dem Outdoor-Untersuchungsgebiet an K_{F1}	102
4.12	Veranschaulichung zur Interferenzerscheinung	103
4.13	Interferenzerscheinungen durch Reflexionen an der Erdoberfläche	105
4.14	Verifikation der Modellgleichung für destruktive Interferenz	106
4.15	Normierte Trefferhäufigkeit im Outdoor-Bereich	107
4.16	Summenhäufigkeit des mittleren Entfernungsfehlers im Outdoor-Bereich .	108
5.1	Mittelwert und Standardabweichung versus Sendeleistung	112
5.2	Ortungsverfahren mit Datenvor- sowie Nachverarbeitung	115
5.3	Amplitudenspektrum des AGC-Verlaufes	116
5.4	Amplitudengang des Eingangsdatenfilters	117
5.5	Schema der Datenvorverarbeitung	118
5.6	Einfluss der Ordnung des Positionsfilters auf die Trefferquote	120
5.7	Eingrenzung des Suchraumes zur Verringerung des Rechenaufwandes . .	123
5.8	Netzplan des Indoor-Szenarios	124

A.1	Top-Layer (links) und Bottom-Layer (rechts) eines Mobilknotens	131
A.2	Schaltplan eines Mobilknotens	132
A.3	Top-Layer (links) und Bottom-Layer (rechts) eines Ankerknotens	133
A.4	Schaltplan eines Ankerknotens	134
B.1	Vollständiges Training der Zelle R205	135
B.2	Vollständiges Training der Zelle R206	136
B.3	Vollständiges Training der Zelle R207	137
B.4	Vollständiges Training der Zelle R208	138
B.5	Vollständiges Training der Zelle R209	139
B.6	Vollständiges Training der Zelle R210	140
B.7	Vollständiges Training der Zelle R211	141
B.8	Vollständiges Training der Zelle R212	142
B.9	Vollständiges Training der Zelle R213	143
B.10	Vollständiges Training der Zelle R214	144
B.11	Vollständiges Training der Zelle F001	145
B.12	Vollständiges Training der Zelle F002	146
B.13	Vollständiges Training der Zelle F003	147
B.14	Vollständiges Training der Zelle F004	148
B.15	Vollständiges Training der Zelle F005	149

Tabellenverzeichnis

2.1	Feldkomponenten der EM-Wellen	44
3.1	Trainingsaufwand unter der Annahme bedingter Abhängigkeiten	58
3.2	Überblick über wichtige Skript- und Funktionsdateien	79
4.1	Parameter eines Einzeltrainings	86
4.2	Ausschnitt aus einer Likelihood-Matrix mit unberechenbaren Likelihoods	93
4.3	Ergebnisse der simulierten Ortung	94
4.4	Ortungsgenauigkeit während der Pfadmessung	96
4.5	Variation der Höhe des Mobilknotens	97
4.6	Einfluss der Antennenausrichtung	98
4.7	Hardwarestreuung	99
4.8	Ergebnisse der realen Ortung im Outdoor-Bereich	109
5.1	Ergebnisse der realen Ortung mit gefitteter RadioMap	113
5.2	Ergebnisse der simulierten Ortung mit gefitteter RadioMap	114
5.3	Pfadmessungen mit Eingangsdatenfilter	119
5.4	Pfadmessungen mit Positionsdatenfilter	121
5.5	Reduktion der Rechenzeit durch Berücksichtigung des Schwellenwertes	126

Abkürzungsverzeichnis

AGC	Automatic Gain Control
AOA	Angle of Arrival
AP	Access Point
ARP	Address Resolution Protocol
BfArM	Bundesinstitut für Arzneimittel und Medizinprodukte
BSB	Blockschaltbild
CDF	Cumulative Distribution Function
COO	Cell of Origin
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSS	Chirp Spread Spectrum
DDL	Dispersive Delay Line
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FIR	Finite Impulse Response
FSL	Free Space Loss
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
ICMP	Internet Control Message Protocol
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IP	Internet Protocol
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ITU	International Telecommunication Union
LAN	Local Area Network
LBS	Location Based Services
LORAN-C	Long Range Navigation System Typ C
LOS	Line of Sight
MAC	Media Access Control

MKQ	Methode der kleinsten Quadrate
MLM	Maximum-Likelihood-Methode
MWM	Multi Wall Model
NAVSTAR-GPS	Navigational Satellite Timing and Ranging - Global Positioning System
NNSS	Nearest Neighbour in Signal Space
OSI	Open Systems Interconnection
OTDOA	Observed Time Difference of Arrival
PCB	Printed Circuit Board
PUC	Power-Up-Clear
RAM	Random Access Memory
RFID	Radio Frequency Identification
RSSI	Received Signal Strength Indicator
RTOF	Round Trip Time of Flight
SAW	Surface Acoustic Wave
SDS-TWR	Symmetric Double Sided Two Way Ranging
SMA	Sub-Miniatur-A
TCP	Transmission Control Protocol
TDOA	Time Difference of Arrival
TI	Texas Instruments
TOA	Time of Arrival
UDP	User Datagram Protocol
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VOR	VHF Omnidirectional Range
WAF	Wall Attenuation Factor
WLAN	Wireless Local Area Network
WSN	Wireless Sensor Network

Symbolverzeichnis

Alle nachfolgend aufgeführten Symbole sowie Formelzeichen gelten ab dem Kapitel 3.

Symbol	Symbolbedeutung	Wert/Dimension
α	Einfallswinkel einer EM-Welle auf eine Grenzschicht bzw. Filterkoeffizient	Grad bzw. o.D.
ϑ	Vertikalwinkel	Grad
κ	Anzahl aller möglichen Sendeleistungen des Mobil- knotens	64/o.D.
λ	Wellenlänge	m
$\hat{\mu}$	Schätzwert des Mittelwertes	o.D.
ν	Anzahl aller Zellen eines Untersuchungsgebietes	15 bzw. 400/o.D.
$\hat{\sigma}$	Schätzwert der Standardabweichung	o.D.
τ	Anzahl aller Ankerknoten eines Untersuchungsgebietes	4/o.D.
φ	Horizontalwinkel bzw. Phasenverschiebung	Grad
$\mathbf{A}_{(\tau,\kappa)}$	Zufallsmatrix (enthält Zufallsvariablen A_{jk})	o.D.
$\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$	Messmatrix als Realisierung der Zufallsmatrix $\mathbf{A}_{(\tau,\kappa)}$	o.D.
A_{jk}	Zufallsvariable	o.D.
a_{jk}	diskreter AGC-Wert	o.D.
\tilde{a}_{jk}	stetiger AGC-Wert	o.D.
c	Lichtgeschwindigkeit	$\approx 3 \cdot 10^8$ m/s
$\mathbf{D}_{(\nu,\nu)}$	Distanzmatrix (enthält die euklidischen Distanzen aller Zellen untereinander)	m
$\vec{d}(w)$	Distanzvektor ausgehend von der Zelle des wahren Aufenthaltes x_w	m

Symbol	Symbolbedeutung	Wert/Dimension
E_a	absoluter Ortungsfehler = Anzahl der Fehlortungen	o.D.
E_m	mittlerer Entfernungsfehler	m
$f(\tilde{a}_{jk})$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion	o.D.
f_{Int}	Interruptfrequenz	Hz
f_N	NYQUIST-Frequenz = $f_S/2$	Hz
f_S	Abtastfrequenz	Hz
$G(z)$	Übertragungsfunktion digitaler Filter im z-Bereich	o.D.
g	Vertrauensindikator zur Suchraumeingrenzung	0,8/o.D.
h_E	Montagehöhe des Empfängers / Ankerknotens	m
h_S	Montagehöhe des Senders / Mobilknotens	m
i, j, k, n	Zählindizes	o.D.
K_{Fj}	j-ter Festknoten (Ankerknoten)	o.D.
n_E	Anzahl empfangener Pakete	o.D.
n_S	Anzahl gesendeter Pakete	o.D.
n_E/n_S	Paketempfangswahrscheinlichkeit	o.D. bzw. %
$P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$	totale Wahrscheinlichkeit für die Beobachtung einer Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$	o.D.
$P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)} x_i)$	Likelihood der Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ unter der Annahme des Aufenthaltes in x_i	o.D.
$P(a_{jk} x_i)$	Likelihood des (diskreten) Messwertes a_{jk} unter der Annahme des Aufenthaltes in x_i	o.D.
P_{Sk}	k-te Sendeleistung eines Mobilknotens	dBm
$P(x_i)$	a priori-Wahrscheinlichkeit für den Aufenthalt in x_i	o.D.
$P(x_i \mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$	a posteriori-Wahrscheinlichkeit für den Aufenthalt in x_i bei gegebener Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$	o.D.
$p(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)} \vec{x})$	diskrete Likelihood-Verteilung der Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$	o.D.
$p(\vec{x})$	diskrete a priori-Aufenthaltsverteilung	o.D.
$p(\vec{x} \mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$	diskrete a posteriori-Aufenthaltsverteilung bei gegebener Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$	o.D.
q_n	n-ter Polynomkoeffizient	o.D.
s_{\max}	maximaler Bewegungsradius zwischen zwei Abtastzeitpunkten	m

Symbol	Symbolbedeutung	Wert/Dimension
T	Abtastzeit	s
t_{gr}	Filtergruppenlaufzeit	s
v	angenommene maximale Bewegungsgeschwindigkeit des Mobilknotens	3 m/s
x'	vermutete symbolische Position des Mobilknotens	o.D.
x_i	i-te symbolische Zelle	o.D.
x_{SE}	Horizontalentfernung zwischen Sender und Empfän- ger für das Auftreten destruktiver Interferenz	m
x_w	wahre symbolische Position des Mobilknotens	o.D.

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Standortinformationen sind für viele Bereiche des modernen Informationszeitalters von zentraler Bedeutung. Sie ermöglichen beispielsweise in der Logistik die Kontrolle und Optimierung von Warenflüssen. Darüber hinaus ist das Wissen um die eigene Position sowie der von möglichen Hindernissen für die moderne Navigation im Schiffs- und Luftverkehr unabdingbar. Aber auch als Komfortinformation moderner Navigationssysteme in der Automobilindustrie ist die Kenntnis des eigenen Standpunktes unverzichtbar.

Den wachsenden Ansprüchen an einfache sowie zeit- und ortsunabhängige Zugänge zu Informationen im Allgemeinen konnte erst durch die Entwicklung drahtloser Kommunikationssysteme und deren Vernetzung begegnet werden. So spielt das Wireless Local Area Network (WLAN) eine Schlüsselrolle bei der Anbindung mobiler Geräte an eine übergeordnete Netzwerkstruktur. Aus netzwerktechnischer Sicht hilft dabei die Fähigkeit der Distanzmessung zwischen den mobilen Geräten und einem Access Point (AP) in vielen Punkten. So kann der optimale Übergabezeitpunkt der Kommunikation eines bewegten Teilnehmers an einen anderen AP zur Verringerung der Sendeleistung bestimmt werden. Aber auch die Identifikation fehlerhafter und gestörter APs ist möglich. Zudem gestatten Positionsdaten das Ausbalancieren der Netzwerklast bei einer hohen räumlichen Dichte mobiler Teilnehmer. In direktem Zusammenhang mit der steigenden Mobilität steht aus Sicht des Benutzers außerdem das Bedürfnis nach standortbezogenen Diensten, den sogenannten Location Based Services (LBS). Für den Nutzer eines mobilen Gerätes sollen dabei ortsbezogene Informationen beispielsweise zu Sehenswürdigkeiten, Restaurants sowie kulturellen oder historischen Höhepunkten zusammengestellt werden.

Neben dieser rasanten Entwicklung im Konsumerbereich erlaubt die Kombination von reinen Positionsangaben mit zusätzlichen Vitalparametern eines Menschen die Erweiterung auf den medizinischen Sektor. Derartige Systeme würden in einem Notfall zeitnah medizinisches Personal alarmieren und es gezielt zum Ort des Geschehens leiten. Aus medizinischer Sicht ist daher ein zuverlässiges System zur Ortung und Telemetrie nicht wertvoll genug einzuschätzen, da der zeitliche Abstand zwischen dem Auftreten einer lebensbedrohlichen Situation und dem Einsetzen der Notfallmaßnahmen über Leben und Tod entscheiden kann. Neben einer akut lebensbedrohlichen Situation rückt der Bereich der Patientenüberwachung auch und gerade wegen der demografischen Entwicklung mehr und mehr in den Fokus. Die Lebensqualität von medizinisch überwachten Menschen würde sich damit erheblich erhöhen.

Für den Außenbereich scheint das Problem der Lokalisation durch den Einsatz des Global Positioning System (GPS) und ähnlichen Systemen weitestgehend gelöst zu sein. Eine Ortung auf dieser Basis ist für den Einsatz in Gebäuden in Ermangelung einer direkten Sichtverbindung zu den Satelliten jedoch ungeeignet. Die Aktualität des Problems der Indoor-Lokalisierung wird durch die Existenz der unterschiedlichsten Lösungsansätze untermauert und ist zugleich Rechtfertigung für weiteren Forschungsbedarf.

Es bleibt festzuhalten, dass Ortsinformationen in den verschiedensten Bereichen eine entscheidene Rolle spielen und zu neuen hilfreichen Applikationen führen können. Die Anforderungen an die Zuverlässigkeit und Genauigkeit dieser Daten sind dabei direkt an den jeweiligen Anwendungsfall gekoppelt. Die Vielfältigkeit dieser Randbedingungen ist deshalb Ursache für die Vielfältigkeit der Ortungsverfahren.

1.2 Zielstellung

Die vorliegende Arbeit liefert einen Beitrag zu probabilistisch orientierten Funkortungen von mobilen Objekten in Gebäuden unter folgenden Gesichtspunkten:

- zellenbasierte symbolische Ortung, anstatt Angabe präziser Raumkoordinaten,
- robustes und einfach zu verwaltendes System,
- begrenztes eingeschränktes Nutzungsfeld.

Ziel soll es nach dem Aufbau einer geeigneten Teststruktur sein, Untersuchungen zur Tauglichkeit des Funkstandards der Firma Nanotron für eine symbolische Ortung nach

dem Prinzip der zellenbasierten Mustererkennung auf der Basis der Auswertung der Empfangsleistung durchzuführen. Die Randbedingungen für das zu konzipierende Ortungsverfahren orientieren sich dabei im Besonderen an den nachfolgenden Vorbetrachtungen zur Personenortung im medizinischen Bereich.

1.2.1 Mobilfunk im Krankenhaus

Aus einem Positionspapier des Bundesinstituts für Arzneimittel und Medizinprodukte (BfArM) über die Nutzung von Mobilfunktechnik in medizinischen Einrichtungen geht hervor, dass keine gesetzlich formulierten Verbote für den Einsatz mobiler Kommunikationsgeräte in Krankenhäusern existieren [BfA08]. Die Norm DIN EN 60601-1-2 definiert lediglich Grenzwerte für Störfestigkeiten, mit deren Hilfe Minimalabstände zu medizinischen Geräten bestimmt werden können. Eine Aussage über mögliche Wechselwirkungen von Funktechnik mit medizinischen Geräten erfolgt somit auf der Basis normativer Vorgaben. Die Rechtsgrundlage für ein Verbot von Mobilfunktechnik in Krankenhäusern bildet damit lediglich das allgemeine Hausrecht des Hausrechtsinhabers. Ältere und neuere Untersuchungen [IT99, TI99, LPKL07] zeigen, dass die Nutzung von Funktechnik als Ursache für eine Störung medizinischer Geräte bei Einhaltung der Richtwerte weitestgehend irrelevant ist. Vor diesem Hintergrund ist die Verwendung von Mobilfunk in Krankenhäusern durchaus gerechtfertigt und eröffnet damit zugleich die Möglichkeit der Etablierung von Funkortungstechnik.

1.2.2 Funkstandards

Die von der International Telecommunication Union (ITU) freigegebenen Frequenzbereiche der Industrial, Scientific and Medical (ISM)-Bänder stehen lizenzfrei für eine allgemeine Verwendung zur Verfügung. Innerhalb des 2,4 GHz ISM-Bandes wird dabei mit den unterschiedlichsten Funkstandards (WLAN, Bluetooth, Zigbee, Nanotron) gearbeitet. Die Nutzung dieser Systeme im Sinne einer Funkortung ist dabei an verschiedene Bedingungen geknüpft. So soll mit möglichst wenig Sendeleistung eine hohe Funkausleuchtung erzielt werden. Bluetooth scheidet an dieser Stelle aus, da es primär für Kurzstreckenkommunikation mit hoher Bandbreite vorgesehen ist. WLAN-Systeme sind prinzipiell für eine Funkortung nutzbar, jedoch kann nicht von einer bestehenden WLAN-Infrastruktur ausgegangen werden. Zudem ist die Nutzung dieses allgemein zugänglichen Kommunikati-

onsmediums für sicherheitskritische medizinische Anwendungen fragwürdig. Proprietäre Funkssysteme wie der Standard der Firma Nanotron rücken damit in den Mittelpunkt des Interesses.

1.2.3 Genauigkeitsanforderungen

Die Intention einer Personenortung im medizinischen Bereich innerhalb von Gebäuden bezieht sich auf die ungefähre Kenntnis der Position, um im Notfall zielgerichtet Hilfestellung geben zu können. Angaben, welche den symbolischen Ort (beispielsweise Etage 2, Zimmer 14) enthalten, sind daher zumeist ausreichend. Daten, die über dieses Maß an Information hinausgehen, bieten im geschilderten Anwendungsfall keine Mehrinformation. Daraus lässt sich ableiten, dass die Genauigkeitsanforderungen an die zu bestimmende Position keinen großen Ansprüchen unterliegen und das Ortungsverfahren dementsprechend einfach aufgebaut sein kann.

1.3 Gliederung

Die Arbeit ist in sechs Kapitel gegliedert. Dieses Kapitel formuliert Aufgabe sowie Zielsetzung der Arbeit. Kapitel zwei untersucht existierende Ortungsverfahren sowie deren Relevanz für das zu konzipierende Ortungsverfahren. Im dritten Kapitel wird die Systemkonzeption detailreich erläutert. Im Anschluss liefert Kapitel vier Einblicke in den Aufbau der Testumgebungen. Ebenso wird gesondert auf die Variation von Umgebungsparametern und deren Auswirkung auf die Ortungsgenauigkeiten eingegangen. Kapitel fünf beschäftigt sich mit Möglichkeiten der Erweiterung/Verbesserung des Ortungssystems unter verschiedenen Gesichtspunkten. Kapitel sechs widmet sich der Ergebnisdiskussion, fasst wichtige Erkenntnisse der Untersuchungen zusammen und gibt Ausblicke auf aufbauende Forschungsschwerpunkte.

Kapitel 2

Lokalisierung - Ein Überblick

Entsprechend der einleitend skizzierten vielfältigen Verwendung von Ortungsinformationen existieren je nach Anforderung die verschiedensten Strategien zur Objektlokalisierung. Allen gemein ist jedoch der folgende prinzipielle Ablauf:

- Definition eines räumlichen *Bezugssystems* mit Orientierungs- bzw. Referenzpunkten, innerhalb dessen der Objektaufenthalt bestimmt werden soll,
- Aufnahme einer oder mehrerer *Messgrößen* und
- Auswahl eines *Verfahrens*, welches nach etwaiger Umwandlung der Messgrößen die ermittelte Objektposition in das Bezugssystem abbildet.

Kapitel 2 beschäftigt sich zunächst mit allgemeinen Eigenschaften und operativen Randbedingungen, welche als Auswahlkriterien für ein Ortungsverfahren dienen können. Im Anschluss wird ein Überblick über gängige Verfahren und unterschiedliche Methoden zu deren Realisierung gegeben. Im Hinblick auf das in der Arbeit vorgestellte probabilistische Ortungssystem liegt der Fokus anschließend auf Systemen, in deren Zentrum die Auswertung des Received Signal Strength Indicator (RSSI) steht. Das Kapitel endet mit einer Zusammenfassung wesentlicher Störgrößen auf den RSSI-Wert und den sich daraus ergebenden Auswirkungen für das realisierte System.

2.1 Randbedingungen/Kriterien

Die Auswahl und Realisierung eines Ortungsverfahrens ist eng an anwendungsspezifische Randbedingungen geknüpft. Diese können die Wahl des Verfahrens erleichtern und eine Abschätzung des nötigen Aufwandes ermöglichen.

Physische und symbolische Position

Eine physikalische Position lässt sich durch geeignete Koordinaten in Bezug auf ein gewähltes Koordinatensystem bekannten Ursprungs angeben. Dabei wird ein kartesisches Koordinatensystem wegen der unmittelbaren Anschaulichkeit in aller Regel bevorzugt. Im Gegensatz zu einer solchen physischen Position lässt sich in einer bekannten Umgebung eine symbolische Ortung durchführen. Hierbei wird die Objektposition einer bestimmten Umgebung oder einem Merkmal zugeordnet (zum Beispiel „Lehrgebäude drei, Etage zwei, Raum 220“). Die Genauigkeit einer symbolischen Ortung ist damit von der Granularität der Wissensbasis der jeweiligen Umgebung abhängig.

Aktive und passive Ortung

Wird innerhalb eines Wireless Sensor Network (WSN) eine Ortungsanfrage des mobilen Endgerätes durch das Netzwerk an eine übergeordnete Instanz geschickt, so handelt es sich um eine initialisierte bzw. aktive Ortung. Eine ohne Beteiligung des Knotens durchgeführte Lokalisation wird hingegen als passive Ortung bezeichnet. In engem Zusammenhang mit dieser Unterscheidung steht die Problematik des Zugriffs auf sensible Daten und deren Schutz. Eine zuverlässige Prävention gegen Datenmissbrauch bietet eine Selbstortung des mobilen Knotens. Diese wird meist durch einen leistungsfähigeren Mobilknoten erkaufte, welcher die benötigten Berechnungen selbständig durchführen kann.

Indoor- und Outdoor-Einsatz

Der Einsatzort von Technologien zur Lokalisierung von Objekten kann generell in den Bereich innerhalb (Indoor) und außerhalb (Outdoor) von Gebäuden unterteilt werden. Das GPS ist beispielsweise wegen der fehlenden Sichtverbindung (Line of Sight (LOS)) zu mindestens vier Satelliten im Gebäudeinneren ungeeignet. Obwohl diese Einteilung eine scharfe Grenze impliziert, können Strategien zur Indoor-Ortung durchaus im nahen Umfeld des Gebäudes akzeptable Ergebnisse liefern.

Technologie und Topologie

Für den Aufbau eines WSN müssen zunächst eine geeignete Kommunikationstechnologie und ein entsprechendes Medium gewählt werden. Die Entscheidung erfolgt nicht nur

unter technischen Aspekten, sondern ebenso unter ökonomischen Gesichtspunkten. So werden Funktechnologien in den ISM-Bändern (WLAN, Bluetooth, Zigbee) bevorzugt genutzt, da sie wegen ihrer Lizenzfreiheit einen hohen Verbreitungsgrad besitzen. Die Dichte unterschiedlicher Technologien ist jedoch gerade in diesen Bändern lokal sehr hoch, sodass mit Querverbeeinflussungen gerechnet werden muss.

Die Topologie des WSN kann als selbstorganisierendes Netzwerk (ad-hoc-Netzwerk) oder als infrastrukturabhängige Installation realisiert werden. Letztere benötigt Bezugs- oder Referenzknoten mit speziellen Eigenschaften, meist der Kenntnis ihrer konkreten Position. Mit Hilfe dieser Zusatzinformationen wird eine Lokalisierung der mobilen Knoten ermöglicht.

Leistungsfähigkeit

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit eines Ortungssystems können unterschiedliche Kriterien herangezogen werden. Die Präzision der Ortung ist dabei ebenso maßgebend, wie beispielsweise eine Kosten-Nutzen-Rechnung, der Energiebedarf der Knoten oder die Systemträgheit bzw. Echtzeitfähigkeit. Letztere wird hauptsächlich durch die Komplexität der Algorithmen und die Fähigkeit der parallelen Ortung mehrerer mobiler Knoten (Skalierbarkeit) bestimmt.

2.2 Ortungsverfahren - Allgemein

Den eigentlichen Ortungsverfahren kommt die Aufgabe zu, physikalische Messgrößen in Objektpositionen umzuwandeln oder solchen in einem gewählten Bezugssystem zuzuweisen. Die Grenzen zwischen den Verfahren sind mitunter nicht klar definiert, sodass auch andere Unterteilungen [HB01] und Klassifikationen [Rot05] als die folgend gewählte möglich sind.

2.2.1 Lateration

Die Position eines mobilen Knotens K_M lässt sich eindeutig bestimmen, sofern die Entfernungen zu Referenzpunkten K_{Fn} bekannt sind. In einer planaren Umgebung sind dabei drei, im dreidimensionalen Raum mindestens vier Bezugspunkte erforderlich. Abbildung 2.1 verdeutlicht das Prinzip der zirkularen Lateration in einer zweidimensionalen Umgebung. Mit n Referenzknoten, deren Koordinaten $x_i, y_i, i = 1 \dots n$ bekannt sind, den

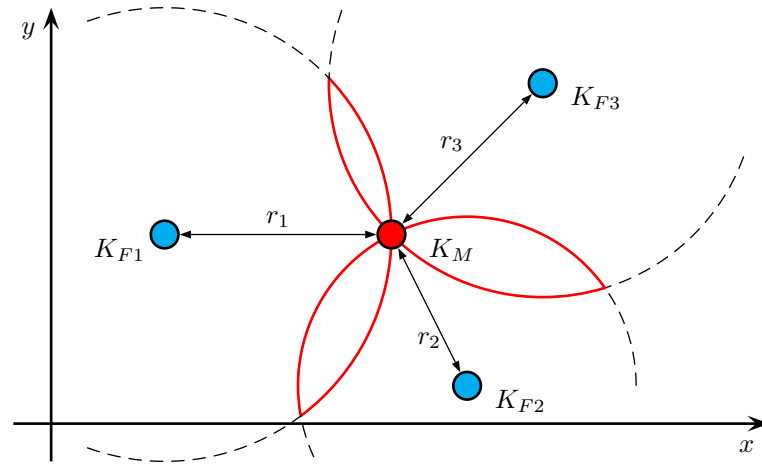


Abbildung 2.1: Laterationsprinzip in einer 2D-Umgebung

Distanzen r_i zwischen Ankerknoten und dem mobilen Knoten sowie der Position x, y des Mobilknotens ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\begin{pmatrix} (x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 \\ (x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 \\ \vdots \\ (x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1^2 \\ r_2^2 \\ \vdots \\ r_n^2 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Eine Isolierung der Koordinaten des mobilen Knotens in Gleichung (2.1) kann nach Subtraktion der n -ten Gleichung von den Gleichungen $i = 1 \dots n - 1$ erfolgen. Damit ergibt sich das Gleichungssystem (2.2).

$$\underbrace{\begin{pmatrix} 2(x_1 - x_n) & 2(y_1 - y_n) \\ 2(x_2 - x_n) & 2(y_2 - y_n) \\ \vdots & \vdots \\ 2(x_{n-1} - x_n) & 2(y_{n-1} - y_n) \end{pmatrix}}_{=A} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}}_{=\vec{x}} = \underbrace{\begin{pmatrix} x_1^2 - x_n^2 + y_1^2 - y_n^2 - r_1^2 + r_n^2 \\ x_2^2 - x_n^2 + y_2^2 - y_n^2 - r_2^2 + r_n^2 \\ \vdots \\ x_{n-1}^2 - x_n^2 + y_{n-1}^2 - y_n^2 - r_{n-1}^2 + r_n^2 \end{pmatrix}}_{=\vec{b}} \quad (2.2)$$

$$A \cdot \vec{x} = \vec{b}$$

Eine Punktlösung der Form $\vec{x} = A^{-1}\vec{b}$ existiert meist nur im theoretischen Sinn, setzt sie doch fehlerfreie Messungen voraus. Das in der Regel überbestimmte Gleichungssys-

tem wird daher in der Praxis als Regressionsproblem aufgefasst und mittels einer Optimierungsstrategie gelöst. Ein typischer Vertreter ist dabei die Methode der kleinsten Quadrate (MKQ). Sie bestimmt eine optimale Lösung $\vec{x}' = (x', y')^T$ durch Minimierung der Residuenquadrate ε_i^2 über allen Messungen [Miu02], sodass folgt:

$$\sum_{i=1}^{n-1} \varepsilon_i^2 = \sum_{i=1}^{n-1} (A_{i1}x' + A_{i2}y' - b_i)^2 = \left| A \cdot \vec{x} - \vec{b} \right|^2 \rightarrow \min \quad (2.3)$$

Für die Regressionsaufgabe ergibt sich anschließend die eindeutige Lösung \vec{x}' nach Lösen des Extremwertproblems (siehe Gleichung (2.4)).

$$\begin{aligned} 0 &\stackrel{!}{=} \frac{\partial}{\partial \vec{x}} \left(\left| A \cdot \vec{x} - \vec{b} \right|^2 \right) = 2A^T (A \cdot \vec{x}' - \vec{b}) = 2A^T A \cdot \vec{x}' - 2A^T \vec{b} \\ \vec{x}' &= (A^T A)^{-1} A^T \vec{b} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Für die konkrete Bestimmung der Distanzen zu den n Referenzpunkten existieren verschiedene Methoden, von denen nachfolgend einige vorgestellt werden:

- Direkte Entfernungsmessung
- Signallaufzeitmessung
- Signalfeldstärkemessung

Von zentraler Bedeutung für das in der Arbeit vorgestellte Ortungsverfahren sind dabei die Erkenntnisse der Lateration durch Signalfeldstärkemessung. In Anbetracht des hohen Aufwandes der Modellbildung und Parametrierung des abstandsabhängigen Verhaltens der Empfangssignalstärke wird von einer derartigen Realisierung eines Ortungsverfahrens Abstand genommen.

Direkte Entfernungsmessung

Obwohl diese Methode der Distanzbestimmung einen sehr direkten mathematischen Zugang zum Laterationsverfahren bietet (\vec{b} in Gleichung (2.2)), ist sie prinzipbedingt für ein WSN wenig praxistauglich. Sie scheitert beispielsweise bei großen zu überbrückenden Abständen aufgrund der benötigten Maßbandlänge. Ebenso erschwert eine fehlende Sichtverbindung zwischen Objekt und Ankerpunkten die direkte Längenmessung (siehe

Abbildung 2.2). Zur Umgehung von Hindernissen muss mit Hilfspunkten gearbeitet werden, welche im Anschluss erneut zu Referenzpunkten definiert werden ($K_{F2} \rightarrow K'_{F2}$). Aus den genannten Gründen wird ersichtlich, dass sich eine statische Objektposition

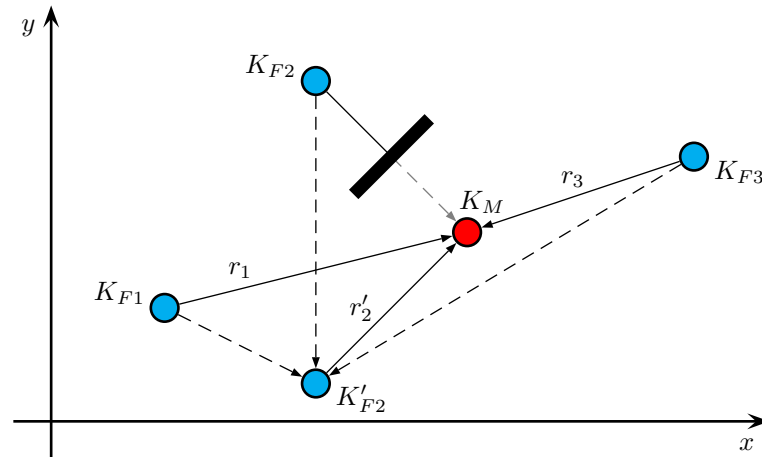


Abbildung 2.2: Laterationsprinzip in einer 2D-Umgebung mit Hindernissen

durch direkte Entfernungsmessung zu Referenzknoten nur für einfache Vermessungsaufgaben eignet. Für bewegte Objekte steigt der erforderliche Aufwand im Allgemeinen auf ein unvertretbares Maß an.

Signallaufzeitmessung

Jedes physikalische Signal pflanzt sich mit einer medienabhängigen Ausbreitungsgeschwindigkeit v_M fort. Ist die Zeit zwischen dem Aussenden und dem Empfang des Signals bekannt, kann in homogenen Medien die überbrückte Distanz durch $r = v_M \cdot \Delta t$ berechnet werden.

Die Signallaufzeit kann in einem drahtlosen Sensornetzwerk sowohl von dem mobilen Knoten selbst, als auch ausgehend von den Ankerknoten bestimmt werden. In Abbildung 2.3 ist das Time of Arrival (TOA)-Prinzip in 2D für den Fall dargestellt, dass der Mobilknoten als Sender und die Referenzknoten als Empfänger fungieren. Handelt es sich um ein Funknetzwerk und wird eine mittlere Signalausbreitungsgeschwindigkeit von $v_M = c = 3 \cdot 10^8$ m/s angenommen, liegt bei einer Distanz von 100 m die Signallaufzeit bei $1/3 \mu s$. Diese kurzen Zeitspannen erfordern in der Regel Uhren mit hoher Präzision und hohem Auflösungsvermögen. Daneben verlangt das Prinzip die Synchronität aller Zeit-

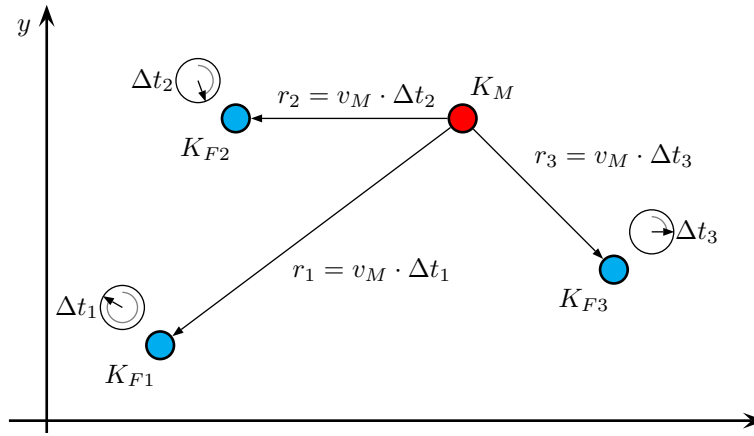


Abbildung 2.3: Laterationsprinzip mittels Laufzeitmessung

messer, welche in der Praxis nur mit hohem Aufwand zu realisieren ist. Das Navigational Satellite Timing and Ranging - Global Positioning System (NAVSTAR-GPS) des US-Verteidigungsministeriums nutzt beispielsweise Cäsium- bzw. Rubidium-Atomuhren für die satellitensynchrone Zeitbasis. Für eine genaue Ermittlung der Signallaufzeiten müssen sowohl die Sender- als auch die Empfängerzeiten bekannt sein. Während jeder Satellit den konkreten Sendezeitpunkt eines Datenframes im Frame selbst codiert, kann der Empfänger den genauen Empfangszeitpunkt aufgrund der eigenen Zeitbasis jedoch nur sehr ungenau bestimmen. Dieser Umstand macht einen zusätzlichen Satelliten zur Zeitsynchronisation mit dem Empfänger erforderlich. Das ursprüngliche Verfahren in Abbildung 2.1 muss damit um einen weiteren Referenzknoten erweitert werden.

Neben reinen funkbasierten Lösungen wird mit dem CRICKET-System [PCB00, Pri05] ein hybrides Indoor-Lokalisierungssystem zur Laufzeitmessung vorgestellt. Die Referenzknoten (Beacons) besitzen sowohl einen HF-Transmitter für das 433 MHz ISM-Band als auch einen Ultraschall-Sender ($f_{US} = 40 \text{ kHz}$). Unter Ausnutzung der unterschiedlichen Signallaufzeiten der beiden Signaltypen von $v_{US} \approx 433 \text{ m/s}$ und $v_{HF} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ wird die Laufzeit periodisch ausgesandter Ultraschall-Impulse im mobilen Knoten bestimmt. Ein zeitgleich von einem Beacon ausgesandtes HF-Datenpaket definiert bei dessen Empfang am Mobilknoten den Startzeitpunkt der Zeitmessung, der später einlaufende US-Impuls den Endzeitpunkt. Auf diese Weise kann die Entfernung zwischen Mobilknoten und Beacon durch $r = v_{US}(\vartheta) \cdot (t_{US} - t_{HF})$ ermittelt werden. Der Einfluss der Temperatur auf die Schallgeschwindigkeit $v_{US} = f(\vartheta) \neq \text{konst.}$ wird dabei ebenfalls

berücksichtigt. Das System verteilt den nötigen Berechnungsaufwand auf die mobilen Knoten, wodurch die Struktur sehr einfach auf weitere Teilnehmer skaliert werden kann. Zudem gewährleistet die dezentrale Positionsermittlung ein Maximum an Datenschutz. Obgleich die erreichbare Genauigkeit im Zentimeterbereich liegt, ist der Installationsaufwand vergleichsweise hoch, da die gesamte Gebäudestruktur mit einem flächendeckenden Beacon-Raster (ein Beacon je $1,7 \text{ m}^2$) ausgestattet werden muss.

Eine zentrale Hybridlösung wurde mit dem ACTIVE-BAT-System [WJH97] realisiert. Das Sensornetzwerk wurde dabei deckennah installiert. Die mobilen Knoten (sog. Active-Bats) übernehmen nur eine passive Rolle und reagieren auf Funkanfragen des Netzes mit einem Ultraschallimpuls. Die Differenzzeit zwischen Anfrage und Eintreffen des Antwortsignals erlaubt die Messung der Impulslaufzeit durch in Reichweite befindliche Deckensensoren. Eine übergeordnete Instanz führt im Anschluss die Ortung durch.

Hybride Systeme umgehen durch Nutzung unterschiedlicher Signalarten die Anforderungen an eine hochgenaue Zeitbasis. Eine andere Variante stellt das Round Trip Time of Flight (RTOF)-Prinzip dar. Hier wird die komplette (einseitige) Umlaufzeit eines Funksignals ermittelt (siehe Abbildung 2.4). Die Gesamtzeit $t_3 - t_0$ setzt sich aus der

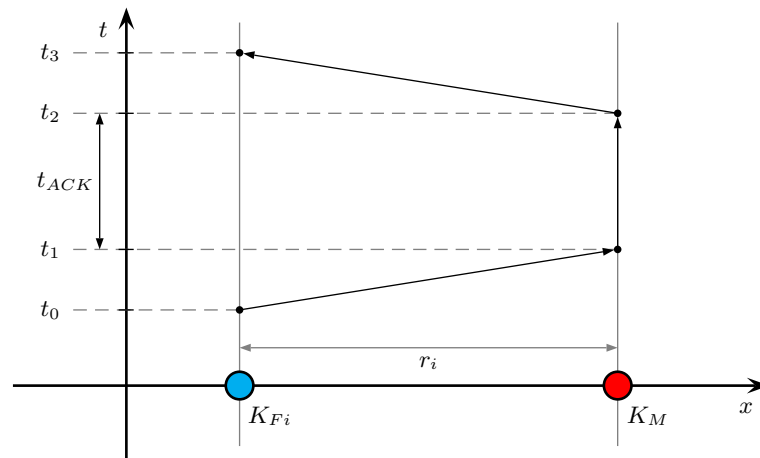


Abbildung 2.4: Prinzip des Round Trip Time of Flight

doppelten Laufzeit im Medium sowie der Verarbeitungszeit t_{ACK} im mobilen Knoten zur Generierung des Antwortframes zusammen. Daraus ergibt sich die Entfernung r_i zu:

$$r_i = v \cdot \left(\frac{t_3 - t_0 - t_{ACK}}{2} \right) \quad (2.5)$$

Erreicht der eintreffende Impuls sein Ziel nicht auf direktem Weg (Indoor-Umgebungen), führt diese Methode bedingt durch Mehrfachsignalausbreitungen zu erhöhten Fehlern in der Zeitmessung. Vorteil dieses Verfahrens ist, dass eine Kenntnis der absoluten Zeit (Vergleich GPS) nicht erforderlich ist. Die Zeit zur Generierung des Antwortframes ist gegenüber der Ausbreitungszeit vergleichsweise hoch. Sie führt bei einer entsprechenden Drift des Taktgebers (Clock Drift) der beteiligten Knoten zu Messfehlern. Zur Kompensation dieser Fehler kann eine beidseitige Ermittlung der RTOF durchgeführt werden. Dabei initiiert der Mobilknoten seinerseits nach der Generierung des Antwortframes eine Kommunikation nach gleichem Schema [Nan07b]. (Die Rollen von Mobilknoten und Ankerknoten werden getauscht.) Die Firma Nanotron realisierte mit dem auf der patentierten Chirp Spread Spectrum (CSS)-Technologie aufbauenden nanoLOC-Transceiver das Laterationsverfahren durch ein beidseitiges RTOF-Prinzip. Es wird als Symmetric Double Sided Two Way Ranging (SDS-TWR) bezeichnet.

Signalfeldstärkemessung

Eine Lateration durch Signalfeldstärkemessung nutzt die funktionale Abhängigkeit zwischen der Empfangsleistung und dem Abstand zwischen Sender und Empfänger (Transmissionsgleichung von FRIIS).

Die von einem idealen isotropen Kugelstrahler mit der Wellenlänge λ emittierte HF-Strahlungsleistung P_S verteilt sich im Fernfeld homogen auf einer Kugeloberfläche A_K . Für reale Strahler muss ein richtungsabhängiger Gewinn G_S berücksichtigt werden. Damit folgt für die im Abstand r vom Sender herrschende Leistungsdichte S :

$$S = \frac{P_S \cdot G_S}{A_K} = \frac{P_S \cdot G_S}{4\pi r^2} \quad (2.6)$$

Der Empfänger entnimmt mit seiner geometrischen Antennenfläche $A_E = \lambda^2 / (4\pi)$ und einem Gewinn G_E aus diesem Energiestrom die Empfangsleistung P_E .

$$P_E = S \cdot G_E \cdot A_E = S \cdot G_E \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (2.7)$$

$$P_{E_{dBm}} = P_{S_{dBm}} + G_{S_{dB}} + G_{E_{dB}} - 10 \cdot \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (2.8)$$

$P_{E_{dBm}}$ verhält sich im isotropen Fall mit $G_{E_{dB}} = G_{S_{dB}} = 0$ proportional zum Logarithmus der Freiraumdämpfung $(4\pi r)^2/\lambda^2$ (engl. Free Space Loss (FSL)) und fällt mit 20 dB pro Abstandsdekade. Diese Abhängigkeit kann zur Laterationsortung genutzt werden, sofern der Netzwerkknoten Zugang zur Leistung des empfangenen Paketes hat. Dieser Zugang wird über den dimensionslosen Received Signal Strength Indicator (RSSI) ermöglicht. Der Parameter stellt allerdings nur ein relatives und hardwareabhängiges Maß zur Bestimmung der Empfangsleistung dar. So spezifiziert der IEEE 802.11 Standard den RSSI-Wert mit einem Maximalumfang von 256 Werten (ein Byte). Die Quantisierungsstufen der Leistung werden jedoch nicht vorgeschrieben, sodass Hersteller von Funkmodulen jeweils unterschiedliche RSSI-Wertebereiche aufweisen können. Ursächlich für diese Definition des RSSI-Wertes ist sein primärer Zweck. Er dient vorrangig als Indikator für die Bestimmung der Belegung von Sendekanälen. Um Kollisionen auf Funkkanälen zu vermeiden, kann der Knoten das Senden von Daten verzögern, solange der RSSI-Wert oberhalb eines definierten Schwellenwertes liegt.

Aus den genannten Gründen folgt, dass es keine allgemein gültige funktionale Beziehung der Form $\text{RSSI} = f(P_E)$ gibt, sondern nur individuell, beispielsweise in tabellarischer Form, angegeben werden kann. Zumeist wird dabei von der Linearität zwischen Leistung und Entfernung im logarithmischen Maßstab Gebrauch gemacht. Sinnvoll ist die Zuordnung der Empfängerempfindlichkeit (z. B. -98 dBm) zu einem RSSI mit dem Wert Null. Größere (logarithmische) Empfangsleistungen verteilen sich dann linear bis zu einem definierten Leistungs- und RSSI-Maximum.

Aus Gleichung (2.8) geht hervor, dass die Empfangsleistung und auch der RSSI-Wert in direkter Beziehung zum Signalverlust entlang des Ausbreitungspfades stehen. Die Freiraumdämpfung stellt dabei jedoch nur eine mögliche Einflussgröße dar. Reflektionen, Signalabschattungen an Hindernissen sowie Beugung, Streuung und Absorption elektromagnetischer Wellen sind weitere Größen, welche starken Einfluss auf den Signalverlust ausüben (siehe Abschnitt 2.4). Die Nutzung des RSSI-Wertes für eine Laterationsortung liefert nur dann überzeugende Ergebnisse wenn es gelingt, auch diese Störgrößen mit hinreichender Genauigkeit zu modellieren und durch empirische Daten zu parametrieren. Die hierbei verwendeten Ansätze unterscheiden sich in ihrer Komplexität hinsichtlich des vorhandenen Zusatzwissens, z. B. der Kenntnis von Position und Lage von Wänden innerhalb von Gebäuden, mitunter erheblich. Als Beispiel für ein einfaches Indoor-Modell dient Gleichung (2.9). Hierbei wird der Signalverlust $L(r)$ nur in Abhängigkeit der Distanz zwischen Sender und Empfänger modelliert. L_0 bezeichnet den Signalverlust in

einem Abstand von $r = 1$ m und n den Abklingfaktor. (Im Freiraum beträgt $n = 2$, bei einer Wellenausbreitung nahe des Erdbodens wird $n \geq 2$.)

$$L(r) = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log(r) \quad (2.9)$$

Das Modell aus Gleichung (2.10) (sog. Multi Wall Model (MWM)) widerspiegelt in einer sehr allgemeinen Form zusätzlich den Dämpfungseinfluss von Wänden (L_{Wand}) und Fluren (L_{Flur}) auf die Signalausbreitung.

$$L(r) = L_0 + 20 \cdot \log(r) + L_{\text{Wand}} + L_{\text{Flur}} \quad (2.10)$$

Eine detaillierte Aufschlüsselung der unterschiedlichen Dämpfungen wie

- Anzahl und Beschaffenheit der Wände,
- Geometrie und Größe der Flure und Räume oder
- Einrichtungen (Mobiliar)

führt zu umfangreichen Modellansätzen ([Dam98, S.176 ff.],[Tab00, S.53 ff.]) mit einer Vielzahl von Parametern. Diese Parameter müssen im Anschluss durch empirische Daten bestimmt werden, wodurch die generischen Modelle einen für das Szenario spezifischen Charakter erhalten. Eine dabei erreichte hohe Ortungsgenauigkeit lässt sich in der Regel nicht auf andere Ortungsszenarien übertragen.

2.2.2 Hyperbolische Lateration

Im Gegensatz zu der in Abschnitt 2.2.1 beschriebenen Zirkularlateration durch direkte Distanzmessung wird bei der hyperbolischen Lateration (Multilateration) die Entfernungsdifferenz zwischen je zwei der n Referenzknoten zum Mobilknoten K_M bestimmt. Mathematisch beschreibt die Anzahl der Punkte in einer zweidimensionalen Umgebung, für die der Abstand zu einem Referenzpunkt konstant ist, einen Kreis (siehe Abbildung 2.1). Hingegen beschreibt die Anzahl der Punkte, für welche die Entfernungsdifferenz zu zwei Bezugsknoten konstant ist, im zweidimensionalen Fall eine Hyperbel. Aus Abbildung 2.5 ergibt sich folgende mathematische Formulierung:

Seien r_i und r_j die euklidischen Distanzen zwischen dem Mobilknoten K_M und den Referenzknoten K_{Fi} und K_{Fj} ($i \neq j$), so folgt für deren Differenz:

$$d_{ij} = r_i - r_j = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} - \sqrt{(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2} \quad (2.11)$$

Darin bezeichnen x_i, y_i und x_j, y_j die kartesischen Koordinaten der Bezugsknoten sowie x, y die gesuchte Position des Mobilknotens. Um seinen Aufenthalt in der Ebene eindeutig zu bestimmen, sind mindestens zwei Entfernungsdifferenzen erforderlich. Die Anzahl

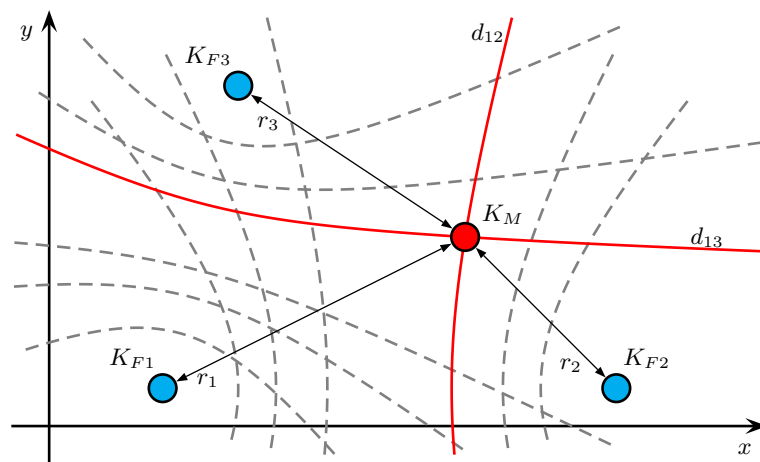


Abbildung 2.5: Multilaterationsprinzip in einer 2D-Umgebung

möglicher Differenzgleichungen bei n vorhandenen Bezugsknoten kann als kombinatorisches Anordnungsproblem k -ter Ordnung ohne Wiederholung aufgefasst werden. Dabei bezeichne $k = 2$ die Anzahl der nötigen Entfernungen zur Bildung einer Entfernungsdifferenz nach Gleichung (2.11). Aus diesen Randbedingungen ergeben sich

$$C(n; k = 2) = \binom{n}{k = 2} = \frac{n!}{k! (n - k)!} = \frac{n!}{2 (n - 2)!} \quad (2.12)$$

mögliche Kombinationen. Für $n = 5$ Bezugsknoten folgen damit $C(5; 2) = 10$ Gleichungen. In der Praxis wird jedoch zumeist ein Referenzknoten (z. B. K_{F1}) als sogenannter Masterknoten definiert, auf den sich alle anderen $n - 1$ Referenzknoten beziehen. Damit reduziert sich die Anzahl möglicher Differenzgleichungen auf $n - 1$. Für $n = 5$ Bezugsknoten ergeben sich mit K_{F1} als Masterknoten die vier Differenzgleichun-

gen d_{12}, d_{13}, d_{14} und d_{15} .

Auch die praktische Bestimmung einer Entfernungsdifferenz nach Gleichung (2.11) ist aufgrund von Messungenauigkeiten fehlerbehaftet. Das Messergebnis lässt sich damit durch einen Schätzwert \hat{d}_{ij} des wahren, aber unbekannten Wertes und einer Abweichung Δd_{ij} des Schätzwertes vom Messwert darstellen.

$$d_{ij} = \hat{d}_{ij} + \Delta d_{ij} \quad (2.13)$$

Zur Ableitung des Zusammenhanges nach Gleichung (2.13) wird Gleichung (2.11) einer Linearisierung mittels TAYLOR-Reihenentwicklung unterzogen [Küp05, S.136-138]. Als Entwicklungsstelle dient dabei der Schätzwert (\hat{x}, \hat{y}) der Koordinaten des Mobilknotens selbst. Aus diesem Ansatz folgt Gleichung (2.14). Alle Glieder (Ableitungen) höher als erster Ordnung werden mit dem Restglied R_m zusammengefasst.

$$d_{ij}(x, y) = f(x, y) = f(\hat{x}, \hat{y}) + \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{x}}(x - \hat{x}) + \frac{\partial f(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{y}}(y - \hat{y}) + R_m \quad (2.14)$$

Mit $\Delta x = (x - \hat{x})$ und $\Delta y = (y - \hat{y})$ sowie der Vernachlässigung von R_m ergibt sich:

$$d_{ij}(x, y) = \underbrace{d_{ij}(\hat{x}, \hat{y})}_{=\hat{d}_{ij}} + \underbrace{\frac{\partial d_{ij}(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{x}}\Delta x + \frac{\partial d_{ij}(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{y}}\Delta y}_{=\Delta d_{ij}} \quad (2.15)$$

Für die partiellen Ableitungen erster Ordnung folgt mit K_{F1} als Masterknoten (i=1):

$$\frac{\partial d_{1j}(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{x}} = \frac{\hat{x} - x_1}{\sqrt{(x_1 - \hat{x})^2 + (y_1 - \hat{y})^2}} - \frac{\hat{x} - x_j}{\sqrt{(x_j - \hat{x})^2 + (y_j - \hat{y})^2}} = a_{1j} \quad (2.16a)$$

$$\frac{\partial d_{1j}(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{y}} = \frac{\hat{y} - y_1}{\sqrt{(x_1 - \hat{x})^2 + (y_1 - \hat{y})^2}} - \frac{\hat{y} - y_j}{\sqrt{(x_j - \hat{x})^2 + (y_j - \hat{y})^2}} = b_{1j} \quad (2.16b)$$

Mit diesen Vereinfachungen kann die Abweichung der geschätzten Entfernung von der gemessenen zusammenfassend als

$$\Delta d_{1j} = a_{1j}\Delta x + b_{1j}\Delta y \quad (2.17)$$

dargestellt werden. Da für jeden der $j = 2..n$ Bezugsknoten eine Gleichung des Typs

(2.17) existiert, kann folgendes lineares Gleichungssystem für den zweidimensionalen Fall aufgestellt werden.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} a_{12} & b_{12} \\ a_{13} & b_{13} \\ \vdots & \vdots \\ a_{1n} & b_{1n} \end{pmatrix}}_{=A} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{pmatrix}}_{=\vec{x}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \Delta d_{12} \\ \Delta d_{13} \\ \vdots \\ \Delta d_{1n} \end{pmatrix}}_{=\vec{b}} \quad (2.18)$$

$$A \cdot \vec{x} = \vec{b}$$

Mit Kenntnis der Positionen aller Bezugsknoten sowie einem Schätzwert für den Aufenthalt des Mobilknotens (\hat{x}, \hat{y}) ist die Systemmatrix A vollständig determiniert. Auch der sich aus den Abweichungen der geschätzten Entfernungsdifferenzen von den gemessenen ergebende Vektor \vec{b} (Fehlanpassung) kann mit diesen Bedingungen als bekannt vorausgesetzt werden. Die Diskrepanz der geschätzten von den gesuchten Koordinaten des Mobilknotens enthält Vektor \vec{x} . Die Auflösung des vornehmlich überbestimmten Gleichungssystems nach \vec{x} kann dabei erneut wie in Abschnitt 2.2.1 durch Minimierung der Fehlerquadratsumme nach Gleichung (2.4) durchgeführt werden. Das iterative Verfahren zur Ermittlung einer optimalen Lösung wird durch folgende Punkte umrissen.

1. Schätzung der Koordinaten des Mobilknotens (\hat{x}, \hat{y})
2. Bestimmung der Systemmatrix A und der Fehlanpassung \vec{b} nach den Gleichungen (2.16) und (2.17)
3. Ermittlung einer optimalen Lösung für die Koordinatenabweichung \vec{x}' nach Gleichung (2.4)
4. Generierung eines verbesserten Schätzwertes durch Korrektur des alten Schätzwertes (\hat{x}, \hat{y}) mit \vec{x}' aus Punkt 3
5. Wiederholung der Schritte ab Punkt 2

Der Prozess wird als abgeschlossen betrachtet, sofern die Koordinatenabweichung einen vorgegebenen Schwellenwert unterschreitet. Für die praktische Umsetzung der hyperbolischen Lateration existieren verschiedene Methoden. Nachfolgend sollen wichtige Vertreter wie Messung der Signallaufzeitdifferenz und der Phasendifferenz beschrieben werden.

Messung der Signallaufzeitdifferenz

Die auch als Time Difference of Arrival (TDOA) bekannte Methode bestimmt die Entfernungsdifferenz aus den Laufzeitunterschieden ausgesandter Signale (Impulse) bekannter Ausbreitungsgeschwindigkeit v zwischen Referenz- und Mobilknoten. Die Proportionalität ergibt sich durch Gleichung (2.19).

$$d_{ij} = r_i - r_j = v \cdot ((t_{i_1} - t_{i_0}) - (t_{j_1} - t_{j_0})) \quad (2.19)$$

Dabei bezeichnen t_{i_0} und t_{j_0} die Sendezeitpunkte sowie t_{i_1} und t_{j_1} die Empfangszeitpunkte der ausgesandten Impulse der Knoten K_{Fi} und K_{Fj} .

Für ein Ortungssystem, bei dem sich der mobile Knoten selbst in einer Infrastruktur ortet, müssen die Referenzknoten ebenso wie bei der TOA-Methode zeitlich synchronisiert werden ($t_{i_0} = t_{j_0}$). Im Gegensatz dazu benötigt der Mobilknoten jedoch keine Information über den absoluten oder relativen Sendezeitpunkt. Wird eine Fremddortung des gesuchten Objektes durch das Netzwerk durchgeführt, ist keine Synchronisation notwendig, da in diesem Fall der Mobilknoten die Funktion des einzigen Senders übernimmt.

Das Long Range Navigation System Typ C (LORAN-C) zur Schiffsnavigation basiert auf dem TDOA-Verfahren. Es besteht aus mindestens drei Basisstationen, von denen eine als Master und die übrigen als Slaves ausgezeichnet sind. In relativ zueinander definierten Zeitschlitzern senden die Referenzstationen (beginnend mit dem Master) Impulse aus, die von dem zu ortenden Objekt empfangen werden. Sobald der mobile Knoten das Mastersignal registriert, beginnt eine interne Zeitmessung, die bei Empfang der Slavesignale stoppt. Aus den Zeitdifferenzen lassen sich zugehörige Hyperbeln wählen, deren Schnittpunkt die Position des mobilen Objektes kennzeichnet.

Zur Erhöhung der zellenbasierten Ortungsgenauigkeit in GSM-Netzen kann das als Enhanced Observed Time Difference (E-OTD) bekannte Verfahren [Küp05, S.194-196] eingesetzt werden. In UMTS-Netzen wird das äquivalente Observed Time Difference of Arrival (OTDOA)-Verfahren genutzt. Diese und ähnliche Realisierungen gehen prinzipiell auf das Verfahren der Multilateration durch Messung der Signallaufzeitdifferenz zurück.

Messung der Phasendifferenz

Diese Methode der hyperbolischen Lateration vergleicht die Phasenlage zweier Funkwellen. Dabei muss auf eine phasenstarre Beziehung zwischen den ausgesendeten Funksignalen zweier Basisstationen geachtet werden. Das Bezugssystem der n Referenzknoten besteht aus einem Masterknoten und $n - 1$ Slaveknoten. Der mobile Empfängerknoten ermittelt die Phasendifferenz der einlaufenden Signale nach Gleichung (2.20) und führt eine Selbstlokalisierung durch.

$$\Delta\varphi = \varphi_M - \varphi_S = \frac{2\pi}{\lambda} (r_M - r_S) \quad (2.20)$$

Darin bezeichnen r_M und r_S die Entfernungen des zu ortenden Objektes vom Master- und Slaveknoten und λ die Wellenlänge des Signals. Aufgrund der Periodizität der Funkwellen sind Mehrdeutigkeiten bei der Selektion der Hyperbeln in ganzzahligen Vielfachen der Wellenlänge möglich. Prinzipbedingt können diese Vieldeutigkeiten nicht verhindert, jedoch durch Wahl von niederfrequenten Funksignalen im Langwellenbereich ($10^3 \text{ m} \leq \lambda \leq 10^4 \text{ m}$) reduziert werden.

Das während des zweiten Weltkrieges entwickelte DECCA-System [LIM79] stellt eine praktische Realisierung des Prinzips dar. (DECCA ist keine Abkürzung, sondern der Eigenname der englischen Herstellerfirma.) Das Ortungssystem bestand aus einem Masterknoten und drei Slaveknoten. Um die starre Phasenrelation zwischen den Funksignalen zu gewährleisten, koppelte jeder Slave die Phase seines Sendesignals an die an ihm empfangene Phase des Mastersignals. Dadurch entstand eine, von der Entfernung S zwischen Master und Slave abhängige, zusätzliche Phasenabweichung, welche in Gleichung (2.20) durch den additiven Term $\Delta\varphi_{MS} = 2\pi S/\lambda$ zu berücksichtigen war. Da kontinuierlich unmodulierte Signale ausgesendet wurden, war eine Unterscheidung am Empfängerort nur durch die Sendefrequenz selbst möglich. Aus diesem Grund sendeten alle Bezugsknoten auf jeweils unterschiedlichen Vielfachen einer gemeinsamen Grundfrequenz $14 \text{ kHz} < f_0 < 15 \text{ kHz}$. Um den Phasenvergleich am Empfänger durchzuführen, musste deshalb zuvor eine Frequenzangleichung durchgeführt werden. Sowohl eine Vervielfachung als auch eine Teilung auf eine gemeinsame Frequenz wurden dabei angewendet. Aufgrund der wachsenden Dominanz satellitengestützter Ortungssysteme (z. B. GPS, GALILEO, GLONASS) sind gegenwärtig nur noch vereinzelt DECCA-Systeme in Betrieb.

2.2.3 Angulation

Neben den entfernungsbasierten Verfahren kann die Lage des mobilen Knotens K_M auch durch Richtungsermittlung bestimmt werden. Abbildung 2.6 visualisiert das Angle of Arrival (AOA)-Prinzip.

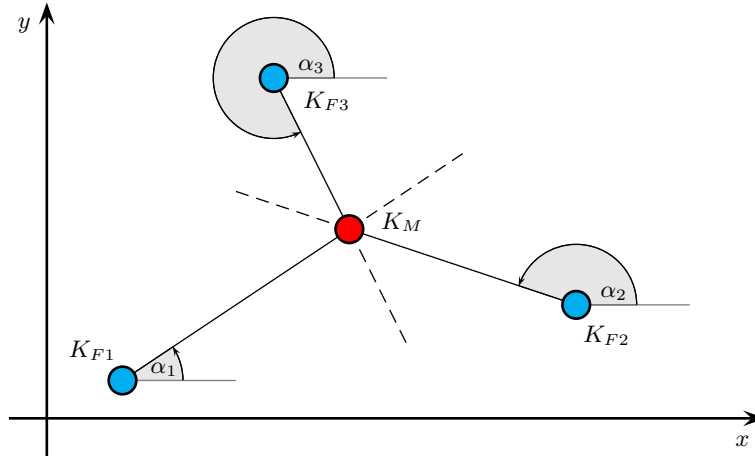


Abbildung 2.6: Angulationsprinzip in einer 2D-Umgebung

Bezogen auf eine Referenzrichtung erscheint das gesuchte Objekt für die n Ankerknoten K_{Fi} ($i=1..n$) unter den Winkeln α_i . Der Schnittpunkt der Winkelgeraden bildet den Aufenthaltsort des Mobilknotens K_M . Durch mindestens zwei Winkelmessungen ist seine Position in der Ebene determiniert. Gleichung (2.21) stellt den mathematischen Zusammenhang zwischen der Lage der Referenzpunkte, den Winkeln α_i sowie den Koordinaten des Mobilknotens her.

$$\alpha_i = \arctan \left(\frac{y_i - y}{x_i - x} \right) \quad (2.21)$$

Für jeden Bezugsknoten lässt sich eine Gleichung der Form (2.21) angeben. In Anlehnung an das in Abschnitt 2.2.1 vorgestellte Verfahren kann zur Bestimmung einer optimalen Objektposition \vec{x}' aufgrund fehlerbehafteter Messungen die Methode der kleinsten Quadrate (MKQ) angewendet werden. Auch hierfür ist jedoch zunächst eine Linearisierung der trigonometrischen Beziehungen erforderlich [Küp05, S.139-140]. Sie kann durch eine TAYLOR-Reihenentwicklung gewonnen werden. Die partiellen Ableitungen erster

Ordnung ergeben sich zu:

$$\frac{\partial \alpha_i(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{x}} = + \frac{y_i - y}{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} = + \frac{y_i - y}{r_i^2} = + \frac{\sin(\alpha_i)}{r_i} = a_i \quad (2.22a)$$

$$\frac{\partial \alpha_i(\hat{x}, \hat{y})}{\partial \hat{y}} = - \frac{x_i - x}{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} = - \frac{x_i - x}{r_i^2} = - \frac{\cos(\alpha_i)}{r_i} = b_i \quad (2.22b)$$

Durch den Linearisierungsprozess lässt sich der gemessene Winkel als Summe eines durch Koordinatenschätzung bestimmten Winkels $\hat{\alpha}_i$ und einer Abweichung $\Delta\alpha_i$ des Schätzwinkels vom Messwinkel darstellen.

$$\alpha_i = \hat{\alpha}_i + \Delta\alpha_i \quad (2.23)$$

Für die Fehlanpassung $\Delta\alpha_i$ ergibt sich auf der Basis von n Winkelmessungen:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \\ \vdots & \vdots \\ a_n & b_n \end{pmatrix}}_{=A} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{pmatrix}}_{=\vec{x}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \Delta\alpha_1 \\ \Delta\alpha_2 \\ \vdots \\ \Delta\alpha_n \end{pmatrix}}_{=\vec{b}} \quad (2.24)$$

$$A \cdot \vec{x} = \vec{b}$$

Analog zum Multilaterationsverfahren erfolgt das Auffinden der Koordinaten des Mobilknotens durch iterative Annäherung an eine optimale Lösung.

Messung der Phasendifferenz

Die Positionsermittlung durch Angulation wird vorrangig zur Selbstortung und Navigation (VHF Omnidirectional Range (VOR)) im Luftverkehr verwendet. Für das Verfahren nutzt die Bodenstation (Bezugsknoten) sowohl omnidirektionale Antennen als auch rotierende Antennen mit einer definierten Richtcharakteristik. Dieses Funkfeuer gestattet einem Flugzeug die Richtung (sog. Radial) des Flugobjektes zu bestimmen, unter der es bezogen auf magnetisch Nord vom Standort der VOR-Bodenstation erscheint. Technisch wird dieses Verfahren durch Phasenvergleich des omnidirektional ausgestrahlten Signals zu dem mit einer Winkelgeschwindigkeit $\omega = 30$ U/sek rotierenden, richtungsabhängigen Signal umgesetzt [Ans95].

Messung der Zeitdifferenz

Der Ansatz nach Nasipuri und Li [NL02] sieht eine Ortung der Mobilknoten durch Umwandlung einer gemessenen Zeitdifferenz in eine proportionale Phasendifferenz vor. Abbildung 2.7 verdeutlicht den Systementwurf.

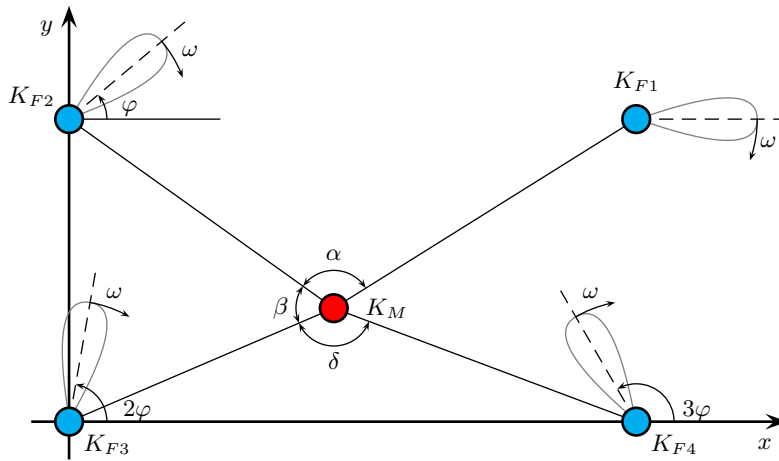


Abbildung 2.7: Angulation nach Nasipuri und Li (Quelle: [NL02] nachempfunden)

Die Ankerknoten sind mit einer Antenne definierter Richtcharakteristik ausgerüstet. Die Strahlungskeulen rotieren mit einer Winkelgeschwindigkeit ω und sind zueinander durch Vielfache einer Grundphase φ versetzt. Der mobile Knoten registriert die Durchlaufzeitpunkte jedes Signalstrahls eines Bezugsknoten und errechnet daraus die Winkel α, β, δ unter denen die Referenzknoten erscheinen.

$$\alpha = \varphi - \omega(t_2 - t_1) \quad (2.25a)$$

$$\beta = \varphi - \omega(t_3 - t_2) \quad (2.25b)$$

$$\delta = \varphi - \omega(t_4 - t_3) \quad (2.25c)$$

Aus den Gleichungen (2.25) und aus den bekannten Positionen der Knoten lässt sich im Anschluss die Lage des Mobilknotens bestimmen. Reflexionen der Signalstrahlen an Hindernissen und die entfernungsabhängige Breite der Strahlungskeulen sind die größten Fehlerquellen dieses Verfahrens.

2.2.4 Mustererkennung

Eine Ortung durch Mustererkennung (pattern matching) unterscheidet sich wesentlich von den bisher beschriebenen Verfahren. Während bei den Laterationsverfahren und der Angulation aus rein geometrischen Informationen (Längen und Winkeln) die Position des Mobilknotens berechnet wird, wird mittels Mustererkennung ein lokal begrenztes Merkmal der Umgebung zur Ortung herangezogen. Damit sinkt in der Regel die Genauigkeit eines solchen Ortungsverfahrens im Gegensatz zu den vorher beschriebenen. Jedoch ist die Anzahl der Referenzknoten an kein mathematisch notwendiges Minimum gekoppelt. Sofern sich die lokalen und zeitinvarianten Merkmale signifikant unterscheiden, ist unter Umständen ein Ankerknoten hinreichend. Eine Trilateration in einer 3D-Umgebung benötigt im Gegensatz dazu mindestens vier Bezugsknoten. In Abhängigkeit der Art des Merkmals und den verwendeten Methoden zur Erfassung dieser, haben sich verschiedene Ansätze zur Mustererkennung etabliert.

Szenenanalyse

Die Szenenanalyse wird mit optischen Systemen umgesetzt (z. B. einer Videokamera) und lässt sich in zwei unterschiedliche Teilverfahren gliedern. Bei der *statischen* Szenenanalyse werden zunächst Eigenschaften des Messraumes in einem vereinfachten Abbild erfasst und in einer Datenbank hinterlegt. Durch Vergleich der aktuell aufgenommenen Merkmale mit denen in der Datenbank kann im Anschluss eine Objektortung durchgeführt werden. Die *dynamische* Szenenanalyse erfasst Änderungen aufeinanderfolgender Bilder und ermittelt daraus den Objektaufenthalt. [KHM⁺00] und [PCP⁺07] sind Vertreter der letztgenannten Methoden zur visuellen Objektortung und Verfolgung.

Fingerabdruckmethode

Die auch als Fingerprinting bekannte Methode erfasst andere physikalische Parameter. Charakteristisch ist die Verwendung des RSSI-Wertes. In Abschnitt 2.2.1 lag der Fokus auf einer bestmöglichen Prognose der Form $\text{RSSI} = f(\text{Distanz})$. Dabei stellte sich heraus, dass nur durch komplexe Modellansätze eine befriedigende Vorhersage im Indoor-Bereich möglich war. Hier beschränkt man sich auf die empirische Erfassung des RSSI-Wertes von verschiedenen Bezugspunkten innerhalb eines definierten räumlichen Rasters und der Hinterlegung dieser (vektoriellen) Daten in einer Datenbank. Diese Phase wird als

Trainings- bzw. Offlinephase bezeichnet. In der Ortungs- bzw. Onlinephase wird einem aktuellen positionsabhängigen RSSI-Vektor durch Vergleich mit den Datenbanksätzen eine Position zugeordnet. Die Eineindeutigkeit dieser Zuweisung ist in der Regel wegen möglicher Störeinflüsse sowohl im Training als auch während der Ortung nicht gegeben (siehe Abschnitt 2.4), sodass verschiedene Verfahren bei der Zuordnung existieren. Einen deterministischen Ansatz verfolgt das WLAN-basierte RADAR-System. Es ordnet dem Ortungsdatensatz die Position des Trainingsdatensatzes mit der geringsten euklidischen Distanz im Signalstärker Raum zu. Hingegen bestimmt das HORUS-System [Reh04] die Position durch einen probabilistischen Ansatz. Nach gleichem Schema arbeitet auch das in dieser Arbeit vorgestellte System. Aus diesem Grund sei für eine detailliertere Gegenüberstellung an dieser Stelle auf Abschnitt 2.3 verwiesen.

2.2.5 Zellenzuordnung

Eine Ortung durch Zellenzuordnung (Cell of Origin (COO)) nutzt die Näherrelation zwischen Mobilknoten und Bezugsknoten (siehe Abbildung 2.8). Jeder der n Referenzknoten

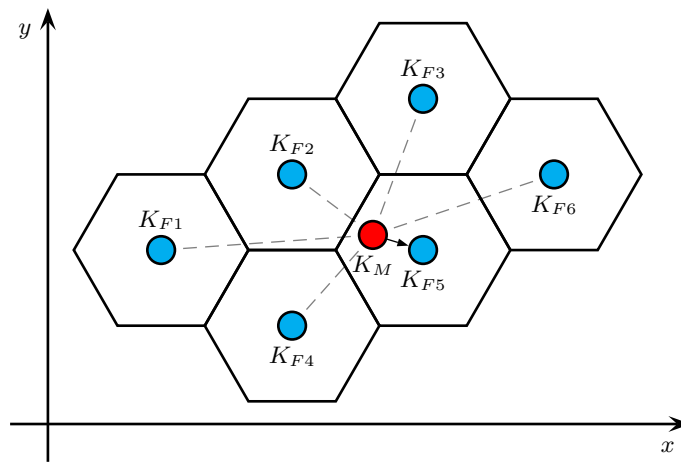


Abbildung 2.8: Zellenbasierte Ortung

mit bekannten Koordinaten besitzt eine definierte, maximale Aktionsfläche. Vereinfachend wurde in der Abbildung eine hexagonale Fläche angenommen. Befindet sich der Mobilknoten innerhalb des Aktionsradius r_i , wird dessen momentaner Aufenthalt der Position des Bezugsknotens zugeordnet. Die Koordinaten oder die symbolische Position der Referenzknoten können zentral verwaltet werden, oder als individuelles Merkmal der

Bezugsknoten von diesen durch den Mobilknoten dezentral erfragt werden. Je geringer der Aktionsradius eines Referenzknotens ist, desto größer wird der Bedarf an Bezugsknoten bei gleicher Flächendeckung. Mit diesem erhöhten Hardwareaufwand steigt auch die Ortungsgenauigkeit des Verfahrens. In der Regel überschneiden sich die Einzugsgebiete der Ankerknoten, sodass keine eindeutige Zellenzuordnung vorliegt. In diesem Fall können jedoch die Mittelpunkte der Schnittmengen als virtuelle Bezugspunkte dienen. In Abhängigkeit der zur Zellendefinition herangezogenen Parameter kann eine Ortung mit verschiedenen Methoden umgesetzt werden.

Physischer Kontakt

Orr und Abwood [OA00] schlagen einen Ansatz zur Personenidentifikation durch Erkennung unverwechselbarer Merkmale von Fußabdrücken vor. Das durch Drucksensoren in einem speziellen Bodenelement installierte System erkennt personencharakteristische Druckverläufe unabhängig vom getragenen Schuhwerk. Die Autoren empfehlen den Einsatz solcher Bodenplatten an strategischen Positionen in Gebäuden, vornehmlich an Raumschwellen. Damit soll neben der Ortung eine Personenverfolgung (Tracking) ermöglicht werden.

Das Smart-Carpet-System [GLS⁺03] stellt eine Integration druckempfindlicher Sensoren in Textilien (Teppichen) vor. Die Sensorelemente werden in einer Matrix mit einem Zellenmaß von 4 dm² angeordnet. Diese hohe Auflösung gestattet die Erkennung von spezifischen Druckmustern, beispielsweise von liegenden Personen. Die Autoren sehen damit neben der Ortung ein weiteres Anwendungsfeld, beispielsweise als Alarmsystem zur Detektion kreislaufbedingter Notfälle.

Sichtverbindung

Active-Badge [WHG92] ist als symbolisches Ortungssystem für den Indoor-Bereich gedacht. Das Verfahren nutzt die in dieser Umgebung begrenzte Reichweite (z. B. Wände, Türen) von Infrarotlicht. Die Struktur besteht aus einer Anzahl von festinstallierten Knoten, welche von den mobilen Knoten in einem zeitlichen Abstand von 100 ms eindeutig zugeordnete Identifikationsnummern empfangen. Diese werden einer übergeordneten Instanz (Zentralrechner) übergeben, wodurch eine meist raumgenaue Ortung möglich wird. Nachteilig wirkt sich der hohe Bedarf an Bezugsknoten (pro Raum mindestens ein Referenzknoten) und die Empfindlichkeit gegenüber Tageslicht aus.

Funkreichweite

Eine Umsetzung für zellenbasierte Indoor-Ortung per Funk stellt das LANDMARC-System [NLLP03] dar. Es besteht aus einer Reihe von Mobilknoten (Tags), die mit Radio Frequency Identification (RFID)-Transpondern ausgestattet sind. Die aktiven RFID-Tags arbeiten auf einer Frequenz von 308 MHz. Innerhalb eines Gebäudes werden zudem RFID-Reader installiert, welche ebenfalls ein WLAN-kompatibles Interface besitzen und so neben einem RFID-Sensornetzwerk ein Kommunikationsnetzwerk aufspannen. Die Sendeleistung der RFID-Reader kann in acht Stufen bis zu einer maximalen Reichweite von circa 45 m eingestellt werden. Dadurch wird die Zellengröße definiert, die auch mehrere Räume umfassen kann.

Auch in GSM-Netzen ist eine Ortung der Endgeräte möglich. Dabei dient diejenige Funkzelle als Aufenthaltsort, über welche das Endgerät mit dem Netz kommuniziert. Da der Aktionsradius meist im mehrfachen Kilometerbereich liegt, kann die geringe Genauigkeit dieser zellulären Ortung durch zusätzliche Verfahren, wie eine hyperbolische Lateration, erhöht werden.

2.3 RSSI-basierte Ortungsverfahren - Eine Auswahl

Das in Kapitel 3 dargelegte realisierte System verfolgt einen wahrscheinlichkeitstheoretischen Ansatz zur Bestimmung der Objektposition. Das Verfahren lässt sich in die Gruppe der symbolischen Ortungsprinzipien durch Mustererkennung einordnen. Aus diesem Grund werden nachfolgend vergleichbare Ansätze vorgestellt, in deren Zentrum der RSSI-Parameter steht. Auch hier kann in Anbetracht der Vielfalt nur eine Auswahl gegeben werden.

2.3.1 RADAR

Das funkbasierte Indoor-Lokalisierungs- und Trackingsystem RADAR [BP00, BBP00] ist eine Forschungsentwicklung der Firma Microsoft. Es arbeitet im lizenzfreien 2.4GHz ISM-Band unter Nutzung WLAN-kompatibler Infrastrukturen. Die Systemrealisierung erfolgte in einer Etage eines dreistöckigen Gebäudes. Dazu wurden drei Referenzknoten an bekannten Koordinaten installiert, welche das Untersuchungsgebiet von 980 m² abzudecken in der Lage waren. Das Areal umfasste 50 Räume und einige Flure. Standard-Laptops

repräsentierten die durch das System zu ortenden Mobilknoten. Alle Netzwerkteilnehmer nutzten die selben Hardwarekomponenten. Zum Zeitpunkt des Tests kamen Netzwerk-Interface-Karten der Firma *Lucent*, jetzt *Alcatel-Lucent* zum Einsatz. Spezielle Treiber (FreeBSD 3.0) gestatteten den Zugriff auf den zur Ortung genutzten RSSI-Parameter. Als Informationsquelle dienten periodisch von den Mobilknoten als Broadcastnachrichten ausgesandte User Datagram Protocol (UDP) Pakete einer definierten Sendeleistung. Zusätzlich wurde der Einfluss der Orientierung (Nord, Süd, West, Ost) des Mobilknotens auf das Ortungsergebnis untersucht.

Trainingsphase

An insgesamt 70 bekannten Positionen mit den Koordinaten x, y innerhalb des Testgeländes wurden in jeder der vier zugelassenen Ausrichtungen (Direction (d)) des Mobilknotens circa 20 UDP-Pakete verschickt. Den an den Access Points (APs) empfangenen Paketen wurden im Anschluss die genannten Werte beigelegt, sodass sich charakteristische Fingerabdrücke (Tupel) der Form $(x, y, d, RSSI_i, SNR_i)$ $i \in \mathbb{N}, 1 \leq i \leq 3$ ergaben. Alle Tupel einer Ausrichtung und Position wurden durch Mittelung der jeweiligen Parameter zu je einem repräsentativen Wert $(\overline{RSSI}, \overline{SNR})$ zusammengefasst. Dadurch entstand eine RadioMap mit einem Umfang von 70×4 Zellen (70 Positionen des Signalstärkeranges, vier Ausrichtungen). Jede Zelle enthielt einen Datensatz bestehend aus $x, y, \overline{RSSI}_1, \overline{SNR}_1, \overline{RSSI}_2, \overline{SNR}_2, \overline{RSSI}_3$ und \overline{SNR}_3 .

Ortungsphase

In der Ortungsphase lagen Tupel der Form (ss_1, ss_2, ss_3) vor. Die Bezeichnung ss_i repräsentiert den an AP_i empfangenen RSSI-Wert. Mit ihnen wurde ein Suchprozess in der RadioMap gestartet, welcher im Ergebnis den zum Messtupel ähnlichsten Datensatz in der Datenbank lieferte. Bahl und Padmanabhan bedienten sich dabei der euklidischen Norm, deren Minimum das gesuchte Optimum darstellt. Bezeichne (ss_1^j, ss_2^j, ss_3^j) ein Trainingstupel an der symbolischen Position j innerhalb des Signalstärkeranges, ergibt sich Gleichung (2.26) zu:

$$\sqrt{(ss_1 - ss_1^j)^2 + (ss_2 - ss_2^j)^2 + (ss_3 - ss_3^j)^2} \rightarrow \min, \text{ für } j \in \mathbb{N}, 1 \leq j \leq 70 \quad (2.26)$$

Das Verfahren wird auch als Nearest Neighbour in Signal Space (NNSS) bezeichnet. Zur Bewertung der Güte der Ortungsmethode wurde die Verteilungsfunktion aufgestellt. Mit einer Wahrscheinlichkeit von 50 % lag für die betrachtete Testumgebung die Abweichung zwischen vermuteter und tatsächlicher Position unterhalb von 2,94 m. Mit dem Ziel einer weiteren Steigerung der Ortungsgenauigkeit analysierten die Autoren unterschiedliche Einflüsse auf das Verfahren.

- Interpolation zwischen Nachbarn
- Einfluss der Orientierung
- Zellengröße und Sampleanzahl
- Wellenausbreitungsmodell
- Verfolgung des Mobilknotens
- Umgebungseinflüsse

Sie werden nachfolgend näher betrachtet.

Interpolation zwischen Nachbarn

Der k -NNSS-Ansatz erweitert den begrenzten Raum der möglichen Aufenthaltsorte auf mehr als die 70 Trainingspunkte. Der Ort des Mobilknotens wird durch Mittelung der Positionen der k nächsten Nachbarn bestimmt. Abbildung 2.9 verdeutlicht das Prinzip. K_{M_V} bezeichnet dabei die vermutete Position, K_M die tatsächliche. Die Autoren weisen auf die Schwierigkeit bei der Ermittlung des Parameters k hin. Eine zu geringe Anzahl von Nachbarn hat keinen signifikanten Einfluss auf das Ortungsergebnis. Als Grund wird die hohe Ähnlichkeit der Trainingstupel einer bestimmten Position in den vier Orientierungen (Nord, Süd, Ost, West) angeführt. Mit hoher Wahrscheinlichkeit verweisen damit die $k \leq 4$ nächsten Nachbarn auf den selben Trainingspunkt. Eine Koordinateninterpolation ist folglich wirkungslos. Wird hingegen eine zu große Anzahl von Nachbarn in die Berechnungen mit einbezogen, sinkt die Trennschärfe zwischen den Zellen und führt zu einem wachsenden Ortungsfehler. Die maximal erzielte Verbesserung lag für $k = 5$ bei lediglich 9 %.

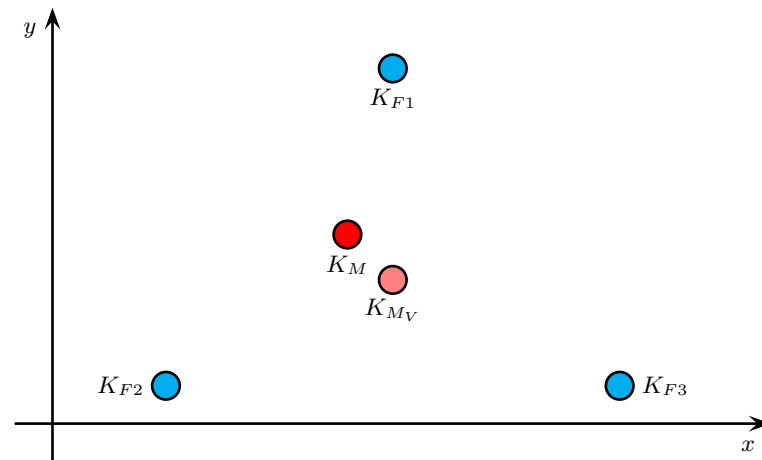


Abbildung 2.9: k -NNSS-Methode (Quelle: [BP00] nachempfunden)

Einfluss der Orientierung

Die Ausrichtung des Mobilknotens wurde bei Erstellung der RoadMap berücksichtigt. Die Autoren benennen die Dämpfung des menschlichen Körpers sowie eine mögliche Richtcharakteristik der Antennen als Gründe für dieses Vorgehen. In Anbetracht des geringen Erfolges des k -NNSS-Algorithmus schlugen sie die Zusammenfassung der vier Ausrichtungen vor. Dabei wurde aus den vier, einen Trainingspunkt verkörpernden Tupeln, das jeweilige Maximum als Signalstärkerepräsentant gewählt. Der damit verbundene sinkende Speicherbedarf der RadioMap und der geringere Zeitbedarf für den Suchalgorithmus waren willkommene Nebeneffekte. Zudem konnte mit $2 \leq k \leq 4$ die Ortungsgenauigkeit des k -NNSS-Algorithmus für das 50. Perzentil um 28 % gesteigert werden.

Zellengröße und Sampleanzahl

Die ursprüngliche Karte umfasste 70 verschiedene Trainingspunkte. Die Nutzung des RSSI-Wertes als Ortungsparameter setzt prinzipbedingt natürliche Grenzen für die erreichbare Ortungsgenauigkeit (siehe Abschnitt 2.4). Durch sukzessive Vergrößerung der Zellenzahl untersuchten Bahl und Padmanabhan den Einfluss der Trainingspunktmenge auf die Ortungsgenauigkeit. Bei einer Verringerung der anfänglich 70 auf 40 Trainingspunkte stieg der Ortungsfehler des 50. Perzentils um lediglich 10 % auf circa 3,23 m. Die Autoren weisen ihr Vorgehen als legitimen Weg zur Verringerung des Trainingsaufwandes aus.

Neben der Wirkung der Zellengröße wurde ebenfalls der Einfluss der Anzahl vorliegender Datensamples in der Ortungsphase auf die Genauigkeit untersucht. Werden mehrere Messtupel zur Ortung genutzt, bedienen sich die Autoren der gleitenden Mittelung mit einer definierten Fensterbreite. Bezogen auf den Mittelwert von 20 Messtupeln stellte sich heraus, dass drei Messtupel an jeder der drei Basisstationen genügen, um das Ortungsergebnis um nicht mehr als 4 % zu verschlechtern.

Wellenausbreitungsmodell

Die bisherigen Betrachtungen nutzten empirische Trainingsdaten der zu erstellenden RadioMap als Ortungsbasis. Jeder größere Eingriff in die Infrastruktur (Wände, Mobiliar) sowie ein Versatz von Basisknoten führen zu einer erneuten Vermessung des Geländes. Um diese Abhängigkeit des empirischen Modells aufzuheben, prüften die Autoren die Umsetzbarkeit eines funktionalen Ansatzes ($RSSI = f(\text{Distanz})$). In Abschnitt 2.2.4 wurde bereits auf die Schwierigkeiten bei der Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Indoor-Bereich hingewiesen. Dem Prinzip einer möglichst einfachen Struktur folgend, befasste sich das vorgeschlagene Modell deshalb nur mit der Beschreibung dominanter Störgrößen. Es wird ein Wanddämpfungsfaktor (Wall Attenuation Factor (WAF)) eingeführt, der den Einfluss von Hindernissen auf die Ausbreitung von EM-Wellen beschreibt (siehe Gleichung (2.27)).

$$P(d)[\text{dBm}] = P(d_0)[\text{dBm}] - 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) - \begin{cases} nW \cdot \text{WAF} & nW < C \\ C \cdot \text{WAF} & nW \geq C \end{cases} \quad (2.27)$$

$P(d_0)$ repräsentiert die Empfangsleistung eines Referenzabstandes d_0 zwischen Sender und Empfänger. Der Parameter n nimmt Einfluss auf den entfernungsabhängigen Signalverlust. Die Anzahl der in Ausbreitungsrichtung liegenden Wände wird durch den Parameter nW (Number of Walls) ausgedrückt. Ab einer bestimmten Anzahl von Hindernissen ließ sich kein signifikanter Einfluss des Wanddämpfungsfaktors mehr feststellen. C bezeichnet diesen Schwellenwert. Die fünf Parameter des Modells mussten auf empirischem Wege bestimmt werden. Grundlage dafür waren detaillierte Gebäudekarten zur Bestimmung der in Ausbreitungsrichtung liegenden Zahl von Wänden bis zu einem Trainingspunkt. Der Wanddämpfungsfaktor wurde in einem separaten Experiment ermittelt. Dabei wurden in den Signalpfad schrittweise baugleiche Hindernisse (Wände einer defi-

nierten Stärke) eingeschoben.

Der Genauigkeitsvergleich des empirischen Modells (2,94 m für das 50. Perzentil) mit dem Wellenausbreitungsmodell (4,3 m für das 50. Perzentil) bestätigt erneut, dass eine generalisierte funktionale Beschreibung den komplexen Zusammenhängen einer individuellen und vielfältig gestörten Signalausbreitung nur bedingt Rechnung tragen kann.

Verfolgung des Mobilknotens

Die Autoren versuchten durch ein kontinuierliches Tracking die Ortungsgenauigkeit weiter zu erhöhen. Dabei wurden die vergangenen Aufenthaltsorte zur Prädiktion der neuen Position genutzt. Das Vorgehen basiert auf der Annahme, dass sich die Position des Mobilknotens zwischen zwei statischen Orten nur geringfügig ändert. Abbildung 2.10 verdeutlicht das Prinzip. Die h jüngsten statischen Ortungsergebnisse bilden die chrono-

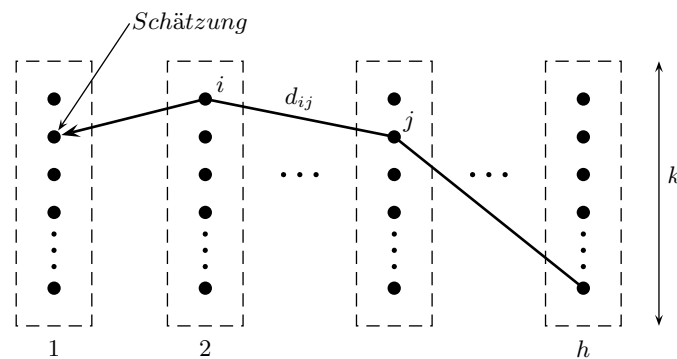


Abbildung 2.10: RADAR-Trackingsystem (Quelle: [BBP00] nachempfunden)

logische Prozesshistorie. Jedes dieser Ergebnisse setzt sich aus den k nächsten Nachbarn mit unterschiedlichen Positionen zusammen. Die euklidischen Distanzen zwischen den Positionen zweier benachbarter Ortungsergebnisse dienen als Kantengewichte d_{ij} . Durch die Kanten selbst ergibt sich eine Menge von gerichteten Wegen durch das Netzwerk. Der Endpunkt des kürzesten Weges verweist dabei auf den vermuteten Aufenthaltsort aus der Menge der k nächsten Nachbarn des jüngsten Ortungsergebnisses. Diese Trajektorie wird mit Hilfe einer Abwandlung des VITERBI-Algorithmus [BBP00] bei jedem neu eintreffenden Ergebnis bestimmt. Eine Verifikation des Verfahrens für $k = 3$ und $h = 6$ konnte die Genauigkeit der Ortung um 40 bis 50 % verbessern und bestätigt die Notwendigkeit eines Trackings zur Steigerung der Güte des Basisalgorithmus.

Umgebungseinflüsse

Als dominierende Fehlerquellen für das Verfahren erkannten die Autoren die Mehrfachsignalausbreitung sowie Änderungen in der Signaldämpfung. Letztere werden durch Absorption von HF-Energie durch Wasser und damit der sich bewegenden Menschen selbst hervorgerufen. Diese Variationen schlagen sich unmittelbar in der Änderung einer trainierten Signalstärkekarte wieder. Da diese Dynamik nicht modellierbar ist, erstellten Bahl und Padmanabhan mehrere Karten, wobei jede ein bestimmtes Umgebungsszenario (z. B. viele/wenige Menschen) repräsentierte.

Das Verfahren zur Auswahl der geeigneten Karte stützte sich dabei auf die Genauigkeit der Ortung der n Basisstationen durch die jeweilige Karte [BBP00]. Die Basisstationen selbst übernahmen damit die Funktion eines zu ortenden Mobilknotens. Die Wahrscheinlichkeit der Auswahl der richtigen Karte stieg mit sinkender Fehlortung der Basisstationen. Der prinzipiellen Machbarkeit einer Berücksichtigung von Umwelteinflüssen steht bei diesem Ansatz jedoch der verhältnismäßig große Aufwand entgegen. Auch stellt sich die Frage nach den Kriterien zur Auswahl der Einflüsse und damit der erforderlichen Anzahl von Signalstärkekarten.

2.3.2 HORUS

Das HORUS-System [YA04b, YA04a, Reh04] ist eine Entwicklung der Universität von Maryland zur symbolischen Selbstortung mobiler Knoten innerhalb von Gebäuden. Ähnlich dem RADAR-System nutzt es die bestehende WLAN Infrastruktur und stellt damit ebenfalls eine reine Softwarelösung dar. Auch HORUS ist ein Zweiphasensystem, setzt jedoch die Ortung mit einem probabilistischen Ansatz um. Die Systemevaluierung erfolgte in zwei unterschiedlichen Gebäudestrukturen. Die Areale (jeweils eine vollständige Etage) umfassten eine Fläche von 427 m² und 1771 m².

Trainingsphase

An jeder der insgesamt 110 Positionen eines Testfeldes wurden je 300 Signalstärkesamples der in Reichweite befindlichen, sendenden Access Points (APs) aufgenommen. An jeder Position konnten zeitgleich mindestens vier Access Points empfangen werden. Die durch Störungen verursachte Variation in der Empfangssignalstärke am Mobilknoten lag bei bis zu 10 dBm, sodass das repräsentative Histogramm eine entsprechende Streuung aufwies.

Sie veranlasste die Autoren nicht zuletzt wegen des geringeren Speicherbedarfs, eine Parametrierung der Histogrammdaten durchzuführen.

$$\mathcal{N}(\mu, \sigma^2) = f(q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot e^{-\frac{(q - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.28)$$

Unter der Annahme einer normalverteilten Natur des RSSI-Wertes (siehe Gleichung (2.28)) reduzierte sich ein Trainingssatz der RadioMap letztlich auf die Angabe von Mittelwert μ und Standardabweichung σ für jeden AP. Liegen n Signalstärkesamples s_i an AP_i vor, ermitteln sich die Schätzwerte der Parameter mit Hilfe der Maximum-Likelihood-Methode (MLM) (siehe Gleichungen (2.29)).

$$\hat{\mu} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n s_i(j) \quad (2.29a)$$

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (s_i(j) - \hat{\mu})^2} \quad (2.29b)$$

Ortungsphase

In der Onlinephase liegen Signalstärkesamples s_i ($1 \leq i \leq k$) der in Reichweite befindlichen k Bezugsknoten vor. Sie bilden zusammen Tupel der Form $s = (s_1, \dots, s_k)$. Mit diesen Tupeln wird nach der Position x innerhalb der RadioMap gesucht, welche die Wahrscheinlichkeit $P(x|s)$ maximiert. $P(x|s)$ bezeichnet dabei die Wahrscheinlichkeit des Aufenthalts an der Position x bei gegebenem Signalstärketupel s . Unter Verwendung des BAYES-Theorems kann diese Maximalwahrscheinlichkeit durch

$$\operatorname{argmax}_x (P(x|s)) = \operatorname{argmax}_x \left(\frac{P(s|x) \cdot P(x)}{P(s)} \right) \quad (2.30)$$

ausgedrückt werden. Der Ortungsfehler lag für beide Testfelder in 90 % aller Fälle unterhalb von 1,9 m.

Die in Kapitel 3 vorgestellte Systemrealisierung orientiert sich stark am HORUS-System. Für eine detailliertere mathematische Betrachtung der Funktionsweise und Umsetzung des Algorithmus sei aus diesem Grund auf Kapitel 3 verwiesen.

Korrelationsanalyse

Durch eine Dynamikanalyse der Empfangssignalstärke über der Zeit zeigte sich eine begrenzte Änderungsrate des RSSI-Wertes. Sie veranlasste die Autoren die hohe Autokorrelation unmittelbar aufeinanderfolgender Samples zur Erhöhung der Ortungsgenauigkeit zu nutzen. Der Korrelationskoeffizient r_1 für ein Lag von 1 ($\tau \approx 1$ s) betrug 0,9. Dabei erfolgte die Modellierung des den RSSI-Zeitreihen zu Grunde liegenden Prozesses durch ein autoregressives Modell erster Ordnung (AR(1)).

$$s_t = \alpha(s_{t-1}) + (1 - \alpha) \cdot v_t \quad (2.31)$$

Durch ein AR(1)-Modell wird der zum Zeitpunkt t vorliegende Zeitreihenwert s_t in Abhängigkeit des vorherigen Zeitreihenwertes s_{t-1} und einem normalverteilten Rauschprozess v_t bestimmt. Der Wichtungsfaktor α ($0 \leq \alpha \leq 1$) bestimmt die Stärke des deterministischen respektive stochastischen Einflusses. Er entspricht in guter Näherung dem Korrelationskoeffizienten r_1 .

Die Autoren wendeten das Modell sowohl auf die zu parametrierenden Trainingsdaten als auch in der Ortungsphase an. Im Training führte dieser Ansatz zu einer Verringerung der Varianz der Daten, sodass sich die Trennschärfe zwischen den Trainingspunkten erhöhte und damit die Ortungsgenauigkeit in beiden Testfeldern in der Ortungsphase um circa 15 cm stieg.

Clusteranalyse

Der Algorithmus zur Ermittlung der gesuchten Position x , welche die Bedingung in Gleichung (2.30) erfüllt, durchsucht die gesamte RadioMap. Der Mobilknoten zeigt aus Plausibilitätsgründen jedoch kein sprunghaftes Verhalten (z. B. über mehrere Räume in wenigen Sekunden). Aus diesem Grund führt die Eingrenzung des Suchraumes zu einem geringeren Rechenbedarf. Alle von einem AP erreichbaren Zellen (symbolische Positionen) bilden ein Cluster mit einem definierten Clusterschlüssel (implizites Clustering). Werden Daten von einem bestimmten AP empfangen, so entspricht der Suchraum der Menge von Zellen, in denen ein Empfang von diesem AP zum Trainingszeitpunkt möglich war. Durch die Bildung der Schnittmenge der Cluster unterschiedlicher Referenzknoten kann der Suchraum weiter eingeschränkt werden.

Durch dieses Verfahren konnte den Autoren zu Folge bei ähnlicher Ortungsgenauigkeit

die Rechenzeit wesentlich verringert werden. Die Autoren beschreiben zudem ein aufwendigeres explizites Clustering, welches jedoch keine wesentlichen Einsparungen an Rechenzeit mit sich bringt [Reh04, S.69-71].

Small Scale Compensator

Die Autoren zeigten, dass schon kleine Positionsänderungen des Mobilknotens im Zentimeterbereich (Small Scale Variations) zu hohen Schwankungen des RSSI-Wertes führen können. Diese Schwankungen sind auf Fading-Effekte zurückzuführen und werden von einem sprunghaften Verhalten des Positionsschätzwertes begleitet. Die mittlere Wellenlänge einer Frequenz von 2,4 GHz liegt im Vakuum bei etwa 12,5 cm. Eine Detektion dieses unbeständigen Verhaltens des Schätzwertes wird erneut durch Plausibilitätsprüfung (Geschwindigkeit und Abtastrate) gewährleistet. Zur Kompensation des Effektes schlagen die Autoren eine bewusste Störung der Komponenten des RSSI-Messtupels s vor.

Sofern ein RSSI-Tupel zu einem unplausiblen Positionssprung führt, werden verschiedene Messvektoren generiert, welche jeweils durch gezielte Störung des ursprünglichen Tupels hervorgehen. Im Anschluss wird mit jedem dieser gestörten Tupel eine Positionsschätzung durchgeführt. Diejenige, der sich dabei ergebenden Positionen, mit der geringsten euklidischen Distanz zur Positionsschätzung des vorigen Zeitschrittes, wird als neuer Aufenthaltsort des Mobilknotens angenommen.

Den Autoren zu Folge entstehen Small Scale Variations bevorzugt bei erhöhten RSSI-Werten und damit in der Nähe eines Referenzknotens. Die bewusste Störung der Werte dieser Bezugsknoten führt zu einer Verbesserung des mittleren Entfernungsfehlers von bis zu 25 %. Eine Störung der Messwerte aller Referenzknoten zeigte keine signifikanten Verbesserungen.

2.4 Störeinflüsse

Die geringe bis fehlende Kontrolle der Eigenschaften eines Funkkanals bewirkt eine höhere Störanfälligkeit einer drahtlosen Kommunikation gegenüber einer leitungsgeführten Verbindung. Diese Störungen wirken sich unmittelbar auf die Qualität des empfangenen Signals aus, insbesondere auf dessen Empfangsleistung. Neben diesen zeitlichen Variationen der Empfangssignalqualität verursacht auch die Bewegung der Knoten in einem

mobilen Netzwerk eine zusätzliche räumliche Stördynamik. Die folgenden Betrachtungen erfassen wichtige Einflüsse und ihre Auswirkungen auf die Ausbreitung eines Funksignals.

2.4.1 Selbststörung

Zur Gruppe der selbststörenden Einflüsse zählen alle ungewollten Signalbeeinflussungen, welche durch die Transmission selbst verursacht wird. Dazu gehören verschiedene Rauschtypen und Interferenzerscheinungen.

Interne Rauschquellen

Thermisches Rauschen wird durch die temperaturabhängige stochastische Bewegung der Ladungsträger in einem Leiter verursacht. Nach NYQUIST ist es abhängig von der Temperatur T , dem Widerstand R sowie der BOLTZMANN-Konstante k und weist ein (theoretisch) frequenzunabhängiges Leistungsdichtespektrum auf. Es wird, in Anlehnung an die Optik, als weißes Rauschen bezeichnet. Gleichung (2.32) gibt das Spektrum S_U der Rauschspannung wider.

$$S_U = 4kTR \quad (2.32)$$

Ein Transport von diskreten Ladungen durch Halbleiter verursacht wegen der geringen Ladungsträgerdichte Schwankungen der Stromstärke I . Diese treten verstärkt an seinen Übergängen auf und machen sich in Form von Schrotrauschen mit einer spektralen Leistungsdichte nach Gleichung (2.33) bemerkbar [Huf07, S.117-122].

$$S(f) = 2eI \left(\frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \right)^2 \quad (2.33)$$

Darin bezeichnet e die Elementarladung und τ die mittlere Laufzeit der Ladungsträger. Für $f \ll 1/\tau$ kann von einer konstanten Rauschleistungsdichte $S(f) = 2eI$ ausgegangen werden. Rauschen, welches ein Leistungsdichtespektrum mit einem $1/f^\beta$ -Verlauf besitzt, wird für $\beta = 1$ als $1/f$ -Rauschen bezeichnet. Der Einfluss dieses Rauschtyps dominiert im unteren Frequenzbereich. Die Vielfalt von Ansätzen zur Beschreibung des $1/f$ -Rauschens zeigen, dass bisher noch kein generisches Modell für dessen Entstehung existiert [Han93, VC76, HKV81].

Zu den bisher genannten wichtigsten Rauschtypen lässt sich eine Reihe weiterer hinzufügen. Allen gemein ist jedoch eine systemimmanente Beeinflussung der Signalqualität, sowohl auf der Seite des Funksenders, als auch auf der des Empfängers.

Interferenz

Eine der Hauptanforderungen an Funksysteme besteht in der effizienten Nutzung der zur Verfügung stehenden Bandbreite. Aufgrund mangelnder spektraler Trennschärfe führt die Einteilung dieser Bandbreite in einzelne Kanäle dabei zu ungewollter gegenseitiger Beeinflussung zeitgleich genutzter benachbarter Kanäle. Kanalinterferenzen treten ebenfalls auf, wenn das Medium von verschiedenen Teilnehmern zeitgleich genutzt wird.

Intermodulation bezeichnet die Mischung von Signalen außerhalb der Nutzbandbreite, deren Mischfrequenzen im Nutzband in Erscheinung treten. Der Effekt tritt bevorzugt an nichtlinearen Bauelementen (Dioden, Transistoren) auf [TS02].

2.4.2 Fremdstörung

Intersystembeeinflussungen

Alle funkbasierten Systeme nutzen das selbe Medium zur Übertragung von Informationen. Da in der Regel keine systemübergreifende Arbitrierung verschiedener Funksysteme existiert, beeinflussen sich die Systeme bei zeitgleicher Nutzung gegenseitig. Insbesondere in den lizenzfreien ISM-Bändern treten Querbeeinflussungen wegen ihrer exzessiven Nutzung konzentriert auf.

Externe Rauschquellen

Zusätzlich verschlechtern externe Rauschquellen das Signalrauschverhältnis. Quellen externen Rauschens entziehen sich einer deterministischen Beschreibung und beeinflussen die Funkübertragung in einer nicht vorhersehbaren Art und Weise. Es lassen sich folgende mögliche Rauschquellen auflisten:

- Natürliches terrestrisches Rauschen in Form von Wärmerauschen oder elektrischen Entladungen (Blitze) sind abhängig von den geographischen (räumlichen) und meteorologischen (zeitlichen) Bedingungen einer Region.

- Zur Gruppe des extraterrestrischen Rauschens lässt sich unter anderem das kosmische Hintergrundrauschen sowie das unmittelbare stellare Rauschen der Sonne (Sonnenwind, eruptive Protuberanzen, ...) zählen.
- Störspektren werden bei vielen technischen Prozessen generiert und lassen sich als künstliches Rauschen betiteln (Bürstenfeuer an elektrischen Maschinen, elektrische Zündanlagen, Schaltvorgänge, Rundfunksender, ...).

2.4.3 Slow-Fading

Entlang des Ausbreitungsweges unterliegt ein Funksignal verschiedenen Effekten. Durch Signalabschattung oder Dämpfung eintretender Signalschwund wird als Slow-Fading oder Shadow-Fading bezeichnet. Die sich überlagernden Effekte sind sowohl zeit- als auch ortsabhängig und führen zu Variationen in der Empfangsleistung. Diese können durch eine Lognormalverteilung modelliert werden. Eine Zufallsvariable X ist lognormal verteilt, sofern $\log(X)$ normal verteilt ist. Da $\log(P_{RX}) \propto \text{RSSI}$ (siehe Abschnitt 2.2.1), lässt sich die Schwankung des RSSI-Wertes als Normalverteilung beschreiben. Hierin liegt die Rechtfertigung der Parametrierung der empirischen Daten des HORUS-Systems durch eine GAUSS-Verteilung (siehe Gleichung 2.28).

Abschattung

Abschattung entsteht an Hindernissen, deren Abmessungen größer als die Wellenlänge λ des Funksignals sind. Ein in der Abschattungszone (geometrischer Schatten) befindlicher Empfänger besitzt folglich keine direkte Sicht- und Funkverbindung (LOS) zum Sender. In urbanen Umgebungen ist diese Form des Signalschwundes im Gegensatz zu ländlichen besonders ausgeprägt.

Dämpfungen

Eine Signalabschwächung tritt bei der Transmission einer EM-Welle durch Objekte auf. Diese Dämpfung ist abhängig von der verwendeten Frequenz, Umweltbedingungen (z. B. Atmosphärenfeuchte) sowie den geometrischen Abmaßen, der Masse und den Materialeigenschaften der Hindernisse. In Outdoor-Umgebungen existieren in Abhängigkeit der Vegetationsdichte verschiedene Modelle zur Beschreibung des Signalverlustes [Tab00, S.32]. In Indoor-Arealen treten strukturbedingte Dämpfungen durch Wände, Türen und Inneneinrichtungen sowie durch den Menschen verursachte Signalabschwächungen auf.

2.4.4 Fast-Fading

Eine elektromagnetische Welle unterliegt bei ihrer Ausbreitung physikalischen Phänomenen wie Streuung, Beugung und Reflexion. Diese Effekte führen zu Mehrfachausbreitungen der EM-Welle. Ein ausgesandtes Signal erreicht den Empfänger folglich auf unterschiedlichen Wegen mit unterschiedlichen Phasenlagen und zu unterschiedlichen Zeiten. In Konsequenz ergeben sich dadurch frequenzabhängige Interferenzen der Kopien des selben Signals am Empfänger. Die Fluktuationen der Amplitude des Summensignals lassen sich dabei stochastisch durch entsprechende Verteilungen erfassen [Tab00, S.40,ff.]. Ein Funkkanal ohne direkte Sichtverbindung kann durch eine RAYLEIGH-Verteilung, ein Funkkanal mit einer LOS kann durch eine RICE-Verteilung beschrieben werden.

Neben den negativen Auswirkungen auf die Empfangsleistung haben Mehrfachpfadausbreitungen jedoch auch positive Effekte. Nur durch sie ist eine Funkkommunikation in Gebieten ohne direkte Sichtverbindung möglich. Insbesondere in urbanen Gebieten wäre so ohne die oben genannten Effekte die Mobilkommunikation undenkbar.

Reflexion

Reflexionen entstehen an Hindernissen, deren Abmessungen groß gegenüber der Wellenlänge λ des Funksignals sind. Selbst bei Abwesenheit anderer Reflexionskörper führt allein die Existenz der Erdoberfläche zu Interferenzerscheinungen am Signalempfänger. Sie sind abhängig von der geometrischen Anordnung zwischen Sender und Empfänger und werden entscheidend durch die Wellenwiderstände Z_1 und Z_2 der unterschiedlichen Medien bestimmt.

Im Hinblick auf die empirischen Ergebnisse der Outdoor-Messungen (siehe Kapitel 4, Abschnitt 4.2.1) soll das Verhalten der EM-Welle am Reflexionspunkt, insbesondere das Phasenverhalten, näher betrachtet werden. Ausgangspunkt der Betrachtungen bilden die MAXWELLSchen Grundgleichungen (2.34) zur Beschreibung des Verhaltens der beteiligten Feldkomponenten an Grenzschichten von Medien unterschiedlicher Permeabilität und Permittivität. Dabei wird von dem in Abbildung 2.11 gezeigten Fall einer linear polarisierten, ebenen Transversalwelle ausgegangen. Sie breitet sich in einem homogenen Medium aus, sodass die Parameter ε , κ und μ der Materialgleichungen (2.35) als konstant angenommen werden können ([Leh94]).

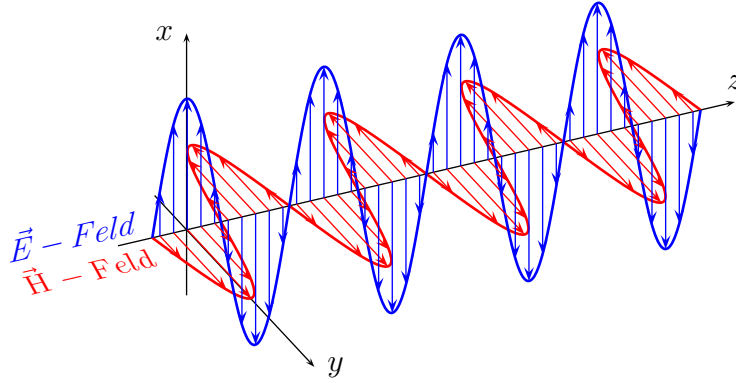


Abbildung 2.11: Linear polarisierte, ebene Transversalwelle

$$\begin{aligned}
 \text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \text{div } \vec{D} &= \varrho \\
 \text{rot } \vec{H} &= \vec{G} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} & \text{div } \vec{B} &= 0
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad \vec{G} = \kappa \vec{E} \quad \vec{B} = \mu \vec{H} \tag{2.35}$$

Zwischen der Wirbeldichte des elektrischen Feldes und der Änderung der magnetischen Flussdichte besteht laut MAXWELL der folgende Zusammenhang:

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2.36}$$

Durch geeignete Umformungen dieses Ausdrucks erhält man die allgemeine Wellengleichung für \vec{E} (siehe Gleichung (2.38)).

$$\begin{aligned}
 \text{rot rot } \vec{E} &= \text{rot} \left(-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) = -\frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \vec{B} \\
 \text{grad div } \vec{E} - \Delta \vec{E} &= -\mu \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \vec{H} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left(\vec{G} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \\
 &= -\mu \kappa \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \\
 \Delta \vec{E} - \text{grad div } \vec{E} &= \mu \kappa \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Für einen quellenfreien Raum und bei Abwesenheit von Strömen ($\kappa = \varrho = \vec{G} = 0$) vereinfacht sich Gleichung (2.37) weiter.

$$\begin{aligned}\Delta \vec{E} - \underbrace{\text{grad div } \vec{E}}_{=0} &= \underbrace{\mu\kappa \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}}_{=0} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \\ \Delta \vec{E} &= \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}\end{aligned}\quad (2.38)$$

Berücksichtigt man den dargestellten Fall einer linear polarisierten Welle mit $E_y = 0$ und $E_z = 0$ ergibt sich:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} \quad (2.39)$$

Gleichung (2.39) stellt eine partielle Differentialgleichung zweiter Ordnung dar. Eine sich in z -Richtung ausbreitende harmonische Welle mit der Wellengeschwindigkeit $v = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$ stellt eine spezielle Lösung dieser Wellengleichung dar und ist in Abbildung 2.11 dargestellt.

$$E_x = \hat{E}_x \cdot \cos\left(\omega\left(t \mp \frac{z}{v}\right)\right) = \text{Re}\left\{\hat{E}_x \cdot e^{j\omega(t \mp \frac{z}{v})}\right\} \quad (2.40)$$

Für die magnetische Komponente der elektromagnetischen Welle ergibt sich mit den genannten Randbedingungen:

$$\begin{aligned}\text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{rot } \vec{E} &= \begin{vmatrix} \vec{e}_x & \vec{e}_y & \vec{e}_z \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = -\left(\frac{\partial B_x}{\partial t}, \frac{\partial B_y}{\partial t}, \frac{\partial B_z}{\partial t}\right) \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} &= -\frac{\partial B_y}{\partial t} \\ \mp \frac{\omega}{v} \cdot \hat{E}_x \sin\left(\omega\left(t \mp \frac{z}{v}\right)\right) &= \frac{\partial B_y}{\partial t} \\ \pm \frac{\hat{E}_x}{v} \cos\left(\omega\left(t \mp \frac{z}{v}\right)\right) &= B_y = \mu \cdot H_y \\ \pm \frac{1}{v} E_x &= \pm \sqrt{\mu\varepsilon} \cdot E_x = \mu \cdot H_y\end{aligned}$$

Mit dem Wellenwiderstand $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ des Mediums, in welchem sich die EM-Welle ausbreitet, folgt:

$$\begin{aligned} \pm \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot E_x &= H_y \\ \pm \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot E_x &= H_y = \pm Z^{-1} \cdot E_x \end{aligned} \quad (2.41)$$

Bisher wurden die physikalischen Beziehungen der Feldgrößen einer sich in z -Richtung ausbreitenden Welle dargelegt. Zur Veranschaulichung von Transmission und Reflexion dieser Welle bei Auftreffen auf die Grenzfläche zweier Medien dient Abbildung 2.12. Vereinfachend sei ein senkrechter Welleneinfall angenommen. Damit entfällt die Angabe einer eindeutigen Einfallsebene. Eine Unterscheidung zwischen senkrechter und paralleler Polarisation ist damit ebenfalls nicht möglich. Die Formeln (2.43) und (2.44) ergeben sich als Spezialfall der allgemeineren FRESNELSchen Formeln für den Einfallswinkel $\alpha = 0$.

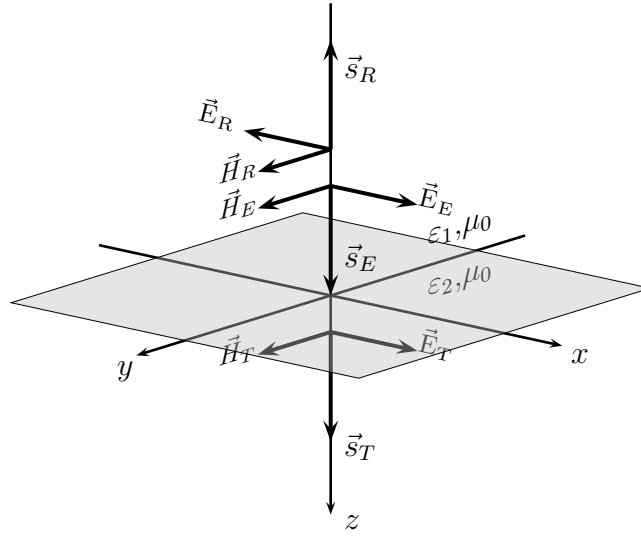


Abbildung 2.12: Reflexion einer EM-Welle an der Grenzschicht

Die einfallende Welle (\vec{E}_E, \vec{H}_E) läuft innerhalb des Mediums 1 in positiver z -Richtung $\vec{s}_{z,E} = \vec{e}_z$ mit der Wellengeschwindigkeit v_1 und transmittiert zu einem gewissen Teil (\vec{E}_T, \vec{H}_T) durch die Grenzschicht in das darunterliegende Medium. Die transmittierte Welle bewegt sich mit der Wellengeschwindigkeit v_2 in Richtung $\vec{s}_{z,T} = \vec{e}_z$. Ein anderer Anteil (\vec{E}_R, \vec{H}_R) wird in das obere Medium zurückreflektiert und läuft demnach in negativer z -Richtung $\vec{s}_{z,R} = -\vec{e}_z$. Tabelle 2.1 fasst die Feldkomponenten zusammen.

Tabelle 2.1: Feldkomponenten der EM-Wellen

Einlaufende Welle	Reflektierte Welle	Transmittierte Welle
$E_{x,E} = \text{Re} \left\{ \hat{E}_x \cdot e^{j\omega(t - \frac{z}{v_1})} \right\}$	$E_{x,R} = \text{Re} \left\{ \hat{E}_x \cdot e^{j\omega(t + \frac{z}{v_1})} \right\}$	$E_{x,T} = \text{Re} \left\{ \hat{E}_x \cdot e^{j\omega(t - \frac{z}{v_2})} \right\}$
$H_{y,E} = +Z_1^{-1} \cdot E_{x,E}$	$H_{y,R} = -Z_1^{-1} \cdot E_{x,R}$	$H_{y,T} = +Z_2^{-1} \cdot E_{x,T}$

Bezüglich der Grenzfläche bestehen die Feldvektoren aufgrund des lotrechten Einfalls ausschließlich aus Tangentialkomponenten. Für diese gelten beim Wechsel in ein anderes Medium die Stetigkeitsbedingungen:

$$\vec{E}_E^t + \vec{E}_R^t = \vec{E}_T^t \quad (2.42a)$$

$$\vec{H}_E^t + \vec{H}_R^t = \vec{H}_T^t \quad (2.42b)$$

Liegt, wie in Abbildung 2.12 gezeigt, die Grenzebene an der Stelle $z = 0$, folgt aus den Beziehungen der Tabelle 2.1 in Verbindung mit den Gleichungen (2.42) für das \vec{E} -Feld der reflektierten Welle:

$$\begin{aligned} \hat{E}_{x,E} + \hat{E}_{x,R} &= \frac{Z_1^{-1} \cdot \hat{E}_{x,E} - Z_1^{-1} \cdot \hat{E}_{x,R}}{Z_2^{-1}} = \hat{E}_{x,T} \\ Z_1 \cdot \hat{E}_{x,E} + Z_1 \cdot \hat{E}_{x,R} &= Z_2 \cdot \hat{E}_{x,E} - Z_2 \cdot \hat{E}_{x,R} \\ \hat{E}_{x,R}(Z_1 + Z_2) &= \hat{E}_{x,E}(Z_2 - Z_1) \\ \hat{E}_{x,R} &= \hat{E}_{x,E} \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \right) \end{aligned} \quad (2.43)$$

Für das \vec{E} -Feld der transmittierten Welle ergibt sich gleichsam:

$$\begin{aligned} \hat{E}_{x,T} - \hat{E}_{x,E} &= \frac{Z_1^{-1} \cdot \hat{E}_{x,E} - Z_2^{-1} \cdot \hat{E}_{x,T}}{Z_1^{-1}} = \hat{E}_{x,R} \\ Z_2 \cdot \hat{E}_{x,T} - Z_2 \cdot \hat{E}_{x,E} &= Z_2 \cdot \hat{E}_{x,E} - Z_1 \cdot \hat{E}_{x,T} \\ \hat{E}_{x,T}(Z_1 + Z_2) &= \hat{E}_{x,E}(2 \cdot Z_2) \\ \hat{E}_{x,T} &= \hat{E}_{x,E} \left(\frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \end{aligned} \quad (2.44)$$

Die zwei betrachteten Medien lassen drei mögliche Relationen der Wellenwiderstände zueinander zu.

$Z_1 = Z_2$:

Eine Unterscheidung zwischen den Medien ist nicht möglich. Die einfallende EM-Welle entspricht der transmittierten Welle. Die Einführung einer Grenzschicht ist willkürlich.

 $Z_1 > Z_2$:

Bei dem Eintritt einer elektromagnetischen Welle in ein Medium mit geringerem Wellenwiderstand, weist das \vec{E} -Feld der reflektierten Welle gegenüber der einlaufenden Welle einen Phasensprung von π auf. Unter der Annahme gleicher magnetischer Eigenschaften beider Medien mit $\mu_1 = \mu_2$ muss demnach $\varepsilon_2 > \varepsilon_1$ gelten. Dieser Fall ist in Abbildung 2.12 dargestellt und bildet die Voraussetzung für das Verständnis der empirisch beobachteten Interferenzerscheinung in Kapitel 4, Abschnitt 4.2.1. Die transmittierte Komponente des elektrischen Feldes behält die Phasenlage bei. Die magnetische Komponente erleidet keinen Phasensprung, da das Rechtssystem bestehend aus Ausbreitungsrichtung, elektrischem Feld und magnetischem Feld eine Invariante darstellt.

 $Z_1 < Z_2$:

Der Übergang einer EM-Welle in ein Medium größeren Wellenwiderstandes ist im vorliegenden Fall nicht begleitet von einem Phasensprung der elektrischen Komponente. Es fällt auf, dass die Amplitude der \vec{E} -Feld-Komponente der transmittierten EM-Welle größer als die der einfallenden EM-Welle wird. Dies lässt sich anhand der Energieflussbilanz zeigen. Formal ergibt sich der Energiefluss \vec{S} durch das Kreuzprodukt der elektrischen und magnetischen Komponente und kennzeichnet die mit der Wellengeschwindigkeit v in Ausbreitungsrichtung fließende Energie einer elektromagnetischen Welle. Im betrachteten Fall mit $E_y = E_z = H_x = H_z = 0$ folgt für die drei Wellen:

$$S_{z,E} = E_{x,E} \cdot H_{y,E} = +Z_1^{-1} \cdot E_{x,E}^2 = +Z_1 \cdot H_{y,E}^2 \quad (2.45a)$$

$$S_{z,R} = E_{x,R} \cdot H_{y,R} = +Z_1^{-1} \cdot E_{x,R}^2 = +Z_1 \cdot H_{y,R}^2 \quad (2.45b)$$

$$S_{z,T} = E_{x,T} \cdot H_{y,T} = +Z_2^{-1} \cdot E_{x,T}^2 = +Z_2 \cdot H_{y,T}^2 \quad (2.45c)$$

Für die Energieflussbilanz folgt:

$$\text{Energiefluss im Medium 1} = \text{Energiefluss im Medium 2}$$

$$\begin{aligned} S_{z,E} + S_{z,R} &= S_{z,T} \\ Z_1^{-1} \cdot E_{x,E}^2 - Z_1^{-1} E_{x,R}^2 &= Z_2^{-1} \cdot E_{x,T}^2 \\ Z_1 \cdot H_{y,E}^2 - Z_1 \cdot H_{y,R}^2 &= Z_2 \cdot H_{y,T}^2 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Bei gegebenem Energiefluss sind die Feldstärken der Wellen abhängig von den Eigen-

schaften der Medien, in denen sie sich bewegen. So folgt für $Z_1 < Z_2$, dass die elektrische Feldstärke im Medium 2 steigt, während die magnetische Feldstärke sinkt.

Beugung und Streuung

Die Menge der Erscheinungen, durch die eine elektromagnetische Welle bedingt durch Hindernisse von ihrer geradlinigen Wellenausbreitung im homogenen Medium abweicht, lässt sich durch das HUYGENSSche Beugungsprinzip beschreiben [HN93]. Jeder Punkt einer Wellenfront kann demnach selbst als Ursprungsort einer Sekundärwelle (Kugelwelle) aufgefasst werden. Die Superposition dieser Elementarwellen ergibt den nachfolgenden Wellenvorgang. An Hindernissen mit scharfen Abgrenzungen (Ecken und Kanten) führt das Beugungsprinzip zur Ausbreitung von Sekundärwellen in den geometrischen Schatten des Objektes (FRESNEL-Zonen). Eine Abschattung, wie sie in Abschnitt 2.4.3 beschrieben wurde, tritt demnach nur als Sonderfall ohne Beugung in Erscheinung.

Trifft die EM-Welle auf Hindernisse, deren Ausdehnung der Wellenlänge des Funksignals entspricht, wird die eintreffende Welle gestreut, sodass multiple Kopien geringerer Leistung in den umgebenen Raum abgestrahlt werden. In Funkanwendungen kann dieser Effekt beispielsweise an Laternenpfählen in Erscheinung treten.

Delay Spread

Signale, welche das Ziel bedingt durch die oben beschriebenen Einflüsse erreichen, legen einen längeren Weg zurück als ein LOS-Signal. Kopien derselben Information erreichen den Empfänger folglich zu unterschiedlichen Zeitpunkten. Daraus ergibt sich eine zeitliche Aufspreizung (Delay Spread), welche bei hohen Datenraten zu Intersymbolinterferenzen führen kann. Aufgrund der kleineren Funkentfernungen in Indoor-Umgebungen ist der Effekt dort geringer als beispielsweise bei Langstreckenkommunikationen in Outdoor-Bereichen.

Dopplereffekt

Bewegt sich der Mobilknoten mit einer bestimmten Geschwindigkeit relativ zu den Ankerknoten, führt der Dopplereffekt zu einer Frequenzverschiebung des Empfangssignals. Bedingt durch Mehrfachsignalausbreitungen und relative Geschwindigkeitsänderungen schlägt sich der zeitvariante Effekt als zufällige Frequenzmodulation im Empfangssignal nieder. Sofern die Bewegungsgeschwindigkeit jedoch wesentlich geringer als die Signalausbreitungsgeschwindigkeit ist, kann sein Einfluss als nicht signifikant bezeichnet werden.

2.5 Schlussfolgerungen

In diesem Kapitel wurden die wichtigsten Verfahren zur Ortung mobiler Netzwerkknoten vorgestellt. Der Begriff Netzwerkknoten wurde dabei bewusst in einem übergreifenden Kontext gebraucht und nicht vorrangig auf drahtlose Sensornetze begrenzt. So kann auch ein GPS-Empfänger als Knoten in einem globalen Ortungsnetz verstanden werden. Besonders im Hinblick auf die Systemrealisierung eines Ortungssystems auf der Basis der Auswertung der Empfangssignalstärke anhand des RSSI-Wertes wurden zwei wesentliche Ortungsansätze näher beleuchtet. Dabei wurde deutlich, dass die Genauigkeit und Präzision Muster analysierender oder zellenbasierter Ortungsverfahren im Outdoor-Bereich prinzipbedingt geringer als die mathematisch orientierten Verfahren sind. In Indoor-Umgebungen stellen diese Verfahren jedoch eine mögliche Alternative dar. So sind Laterationsverfahren mit Laufzeitmessungen in Gebäuden wegen der geringeren Distanzen durch das benötigte zeitliche Auflösungsvermögen nur mit erhöhtem Aufwand umsetzbar.

RSSI-basierte Ortungsverfahren unterliegen jedoch einer Vielzahl von Störungen, welche die Ortungsqualität entscheidend beeinflussen können. Aufgrund des zumeist zufälligen Charakters dieser Störbeeinflussungen wird die begrenzte Simulierbarkeit eines solchen Systems sichtbar. Ein Simulationsansatz muss demnach unter anderem folgende Punkte berücksichtigen:

- Mögliche Hardwarestreuungen der Endgeräte,
- Ausrichtung sowie Richtcharakteristik der Antennen,
- Fading-Effekte durch Dämpfungen, Reflexionen, Streuungen und Beugungen,
- internes und externes Rauschen,
- Dynamikbereich des diskreten RSSI-Wertes,
- Umwelteinflüsse wie Temperatur und Luftfeuchte,
- Gebäudegeometrie und Materialbeschaffenheit,
- Gebäudeeinrichtungen (Mobiliar),
- Intrasystembeeinflussungen im gleichen Frequenzbereich,
- Zeitvarianz der Daten.

Alle genannten Effekte beeinflussen auf die unterschiedlichsten Arten die Empfangsleistung und damit den RSSI-Wert. Modelle zur Verhaltensbeschreibung des RSSI verfügen deshalb über eine Anzahl von Parametern, deren Werte durch empirische Daten aufwendig ermittelt werden müssen. Zudem sind diese Daten nur bedingt auf andere Ortungsszenarien (andere Gebäudestrukturen) übertragbar. Die individuellen Umgebungsparameter erschweren darüber hinaus auch die Vergleichbarkeit unterschiedlicher Musterbasierter Ansätze. Nur unter identischen Testbedingungen ist beispielsweise ein Vergleich der Ortungsgenauigkeiten zwischen dem RADAR- und HORUS-System sinnvoll.

Es wurde deutlich, dass im Indoor-Bereich noch keine generelle Systemlösung zur anwendungsübergreifenden Ortung existiert. Ein möglicher Weg zu einem solchen System führt über die Kombination verschiedener Ortungsverfahren. Diese Fusion könnte die unterschiedlichen Vorteile der Einzelstrukturen vereinen und in einem generischen Ortungsmodell im Indoor-Bereich münden. Vor diesem Hintergrund ist die Realisierung des hier vorgestellten Ortungsverfahrens als einer dieser möglichen Bausteine zu verstehen. Untersucht wird die Umsetzung eines muster- und zellenbasierten Ortungsverfahrens mit probabilistischem Ansatz. Mit dem Bewusstsein der begrenzten Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens liegt die Genauigkeitsanforderung bei einer raumgenauen Ortung. Zur Realisierung der Struktur kommt der Transceiver der Firma Nanotron zum Einsatz, welcher nach dem Chirp Spread Spectrum im 2,4 GHz ISM-Band arbeitet. Obwohl und gerade weil dieser Transceiver auch über eine Rangigfähigkeit verfügt (Signallaufzeitmessung mit Hilfe der SDS-TWR-Methode), bietet er die Möglichkeit der Kombination zweier unterschiedlicher Verfahren ohne zusätzliche Funkkomponenten.

Kapitel 3

Das realisierte System

Die Gesamtstruktur des Systems zur Ortung mobiler Knoten im Indoor-Bereich zeigt Abbildung 3.1. Die Ortungsgenauigkeit soll zellgenaues symbolisches Orten des Mobilknotens ermöglichen. Die Zellengröße orientiert sich dabei an den durch die Infrastruktur vorgegebenen Dimensionen der Räume. Sie beträgt im Mittel 20 m^2 (siehe Kapitel 4, Abschnitt 4.1).

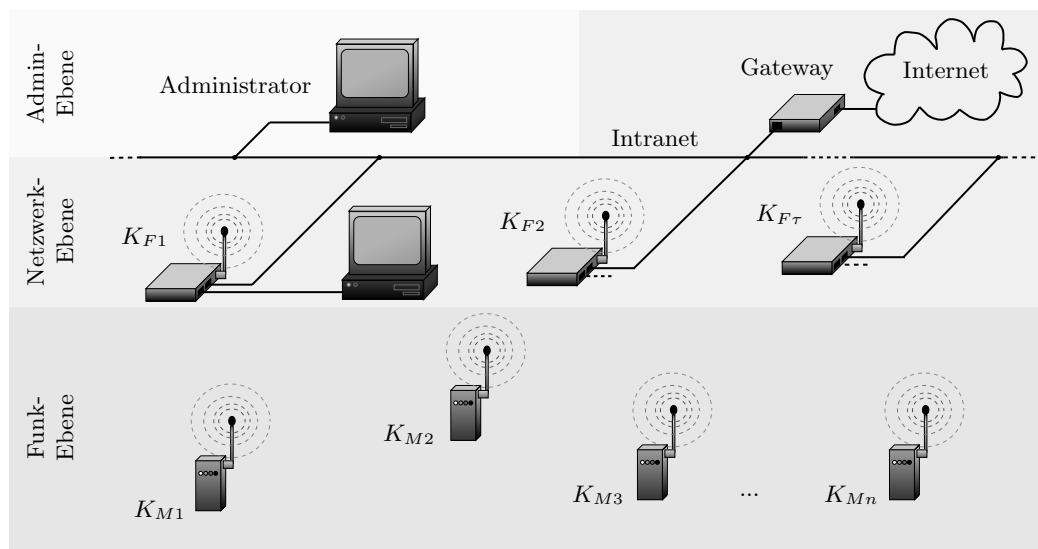


Abbildung 3.1: Aufbau des Gesamtsystems

Die Kommunikation auf der Funkebene erfolgt unidirektional. Ein mobiler Netzwerkknoten K_M fungiert als Sender, indem er in periodischen Abständen Daten an die in Reichweite befindlichen Referenzknoten K_{Fj} bestätigungsfrei verschickt. Diese sind in der Gebäudestruktur ortsfest verankert. Sie dienen auf der Funkebene als Empfänger

und verfügen über eine zusätzliche bidirektionale Schnittstelle zur Anbindung an ein bestehendes leitungsgeführtes Netzwerk (100 Mbit-Ethernet). Eine übergeordnete Instanz übernimmt alle administrativen Aufgaben und dient als Plattform für die Umsetzung der Ortungsalgorithmen. Zudem ist hier die für das Verfahren erforderliche RadioMap hintelegt.

Die realisierte passive Ortung bietet eine erhöhte Flexibilität im Umgang mit dem Testsystem. Die zentrale Verwaltung bildet gegenüber einer aufwendigeren Implementierung der Ortungsalgorithmen in den Mobilknoten den dominantesten Vorteil. Aus diesem Grund wurde von einem System zur Selbstortung der Mobilknoten Abstand genommen. Im Folgenden werden die einzelnen Systemkomponenten der Struktur in Aufbau und Funktion weiter aufgeschlüsselt. Zudem werden wesentliche Eigenschaften der Funktechnologie und das Ortungsverfahren selbst vorgestellt.

3.1 Funkmodul

Im Zentrum der Realisierung des Ortungsverfahrens steht der von der Firma Nanotron vertriebene Schaltkreis mit der vollständigen Bezeichnung „nanoLOC-TRX-Transceiver (NA5TR1)“. Für den Einsatz dieses integrierten Mixed-Signal-Chips sind weitere diskrete Bauteile, insbesondere zur Komplettierung der HF-Baugruppe erforderlich. Nanotron bietet hierfür eine fertige Lösung in Form des Gesamtmoduls „nanoLOC-EVR-RF-Modul“ an. Dieses Modul wird für die Systemrealisierung verwendet. Nach einem kurzen Einblick in die Funktionsweise des Moduls wird im Anschluss näher auf den für die Ortung erforderlichen Parameter und die Modulkonfiguration eingegangen.

3.1.1 Chirp Spread Spectrum (CSS)

Bandspreiztechniken sind Verfahren zur künstlichen Aufweitung der für eine Übertragung einer Information notwendigen Bandbreite. Dadurch verteilt sich die Leistung auf einen größeren Frequenzbereich, sodass die Leistungsdichte sinkt. Sie kann dabei, abhängig vom Spreizfaktor, bis in den Rauschflur absinken. Bandspreiztechniken lassen sich nach [Mey99] in drei wichtige Verfahren unterteilen:

- Das Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)-Verfahren erreicht die Bandspreizung durch Multiplikation mit einem pseudo-zufälligen Spreizsignal.

- Das Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)-Verfahren verteilt die Information durch sprunghafte Änderung der Sendefrequenz nach pseudo-zufälligem Muster.
- Das CSS-Verfahren ersetzt die im Basisband vorliegende Information durch zeitlich begrenzte linear frequenzmodulierte Signale (LFM-Signale bzw. sogenannte Chirps).

Das CSS-Verfahren wurde erstmals von der Firma Nanotron für mobile Netzwerke umgesetzt und patentiert. Einfach zu detektierende nadelförmige Sinc-Impulse im Basisband werden durch eine Dispersive Delay Line (DDL) (z. B. Surface Acoustic Wave (SAW)-Filter) in die LFM-Signale für die Funkübertragung umgesetzt. Grundsätzlich wird zwischen ansteigenden LFM-Signalen (Up-Chirps) und abfallenden LFM-Signalen (Down-Chirps) unterschieden (siehe Abbildung 3.2), welche logischen Signalen (Null oder Eins) wahlfrei zugeordnet werden können. Während einer Übertragung können ebenfalls bewusste Chirp-Aussetzer (No-Chirp) informationstechnisch genutzt werden.

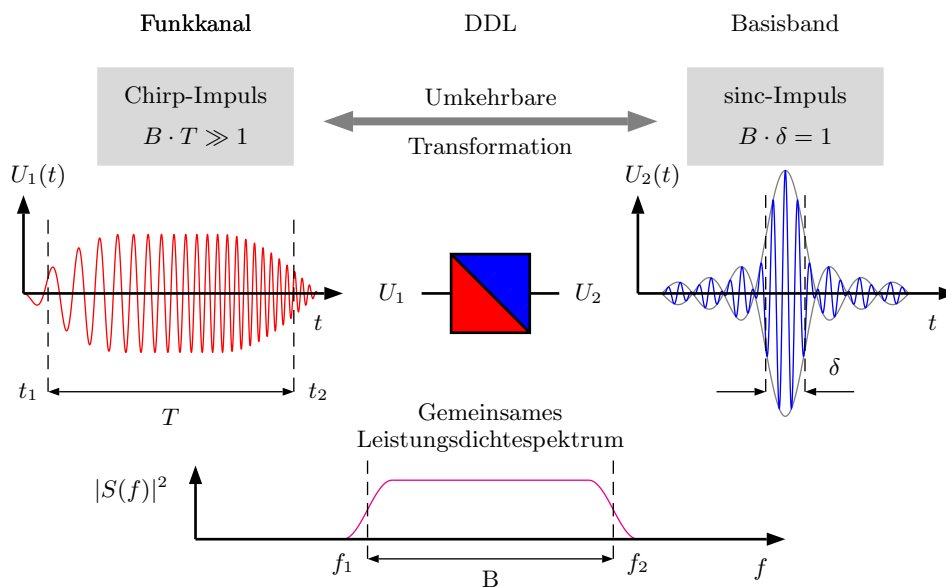


Abbildung 3.2: Signale des CSS-Verfahrens (Quelle: [Nan04] nachempfunden)

Der Vorteil dieser Transformation liegt in der Vergrößerung des Bandbreite-Zeit-Produktes eines im Basisband vorliegenden Sinc-Impulses. Dieser füllt die Bandbreite B so über der Zeit δ aus, dass $B \cdot \delta = 1$ gilt. Obwohl ein Chirp-Impuls die gleiche Bandbreite ausfüllt,

liegt dieser mit konstanter Amplitude für die Zeitdauer $T \gg \delta$ an, sodass $B \cdot T \gg 1$ gilt. Aus diesem vergrößerten Bandbreite-Zeit-Produkt ergeben sich verschiedene Vorteile.

- Die Störempfindlichkeit gegenüber externen schmalbandigen Störträgern sinkt durch die Zeit- und Frequenzspreizung.
- Die Robustheit gegen Mehrfachsignalausbreitungen steigt.
- Bei gleicher Sendeleistung steigt, verglichen mit anderen Verfahren, die Reichweite.

CSS wurde neben UWB (Ultra Wide Band) als weiteres Verfahren durch die Projektgruppe 4a der Arbeitsgruppe IEEE 802.15 standardisiert. Beide Übertragungsmethoden wurden 2007 als alternative Verfahren zur Bitübertragung in den Standard der Wireless Personal Area Networks (WPAN) aufgenommen.

3.1.2 Automatic Gain

Der für die Ortung erforderliche RSSI-Parameter steht am nanoLOC-TRX-Transceiver nicht zur Verfügung. Das Modul verfügt jedoch über eine Automatic Gain Control (AGC)-Stufe. Sie bestimmt die notwendige Verstärkung, um das momentan zu empfangene Paket auf die nötige Dekodierleistung anzuheben. Der dafür erforderliche Wert (AGC-Gain) wird dem Nutzer in einem 8 Bit-Register zur Verfügung (Adresse 0x26) gestellt. Das AGC-Gain weist eine ähnliche Charakteristik wie der RSSI-Wert auf ($AGC \sim n \cdot \log(\text{Distanz})$). Mit wachsendem Abstand zwischen Sender und Empfänger sinkt jedoch die durch den RSSI-Wert beschreibbare Empfangssignalstärke, während das AGC-Gain steigt. RSSI und AGC-Gain verhalten sich folglich zueinander komplementär. Für das Ortungsverfahren ergeben sich dadurch jedoch keine signifikanten Unterschiede.

Theoretisch diskretisiert der nanoLOC-TRX-Transceiver das AGC-Gain in 64 Stufen (6 Bit). Empirisch gesammelte Daten weisen jedoch nur einen maximalen Umfang von 27 Werten ($\hat{=}$ 4,75 Bit) auf.

3.1.3 nanoLOC-Treiber

Der Zugriff auf den nanoLOC-TRX-Transceiver wird über den in ANSI-C geschriebenen und von der Firma Nanotron bereitgestellten Treiber gewährleistet. Er stellt elementare Grundfunktionen wie Initialisierung, Kalibrierung, Senden und Empfangen bereit. Da

von der Ranging-Fähigkeit (Signallaufzeitmessung) des Chips kein Gebrauch gemacht wird, kann die Implementierung eines kompletten Protokoll-Stacks vermieden werden. Der erforderliche Programmspeicher beschränkt sich daher auf circa 5 kB. Der Treiber wurde auf den verwendeten 16 Bit-Mikrocontroller angepasst.

3.1.4 nanoLOC-Konfiguration

Aus der umfangreichen Spezifikation des NA5TR1 werden nachfolgend gezielt für die Systemrealisierung wichtige Eckdaten genannt. Sie bilden die Basiskonfiguration des Transceivers und gelten für alle durchgeführten Messungen. Für detailliertere Informationen über die möglichen Betriebsmodi sei an dieser Stelle auf das Datenblatt des Moduls verwiesen ([Nan07a]). Die Verwendung anderer Konfigurationen hat jedoch keine prinzipbedingten Auswirkungen auf das vorgestellte Ortungsverfahren.

Für die Messungen im Indoor- und Outdoor-Bereich wurde die Standardsymbolrate (Brutto-Datenrate) von 1 Mbps verwendet. Ein Chirp-Impuls mit der Symboldauer von $1\text{ }\mu\text{s}$ nutzt dabei eine bereitgestellte Bandbreite von 80 MHz. Eine möglichst fehlerfreie Datenübertragung wird durch einen Cyclic Redundancy Check (CRC) der Empfangsdaten sichergestellt. Für das Ortungsverfahren wird neben dem AGC-Gain die Sendeleistung des Transceivers als wesentlicher Parameter genutzt. Sie lässt sich in 64 Stufen (6 Bit) zwischen -33 dBm ($0,5\text{ }\mu\text{W}$) und 0 dBm (1 mW) einstellen. Das entspricht einer Auflösung von $0,524\text{ dB/LSB}$. Zur Verringerung von Richtwirkungen wird ein omnidirektionaler $\lambda/2$ -Strahler als Antenne verwendet.

3.2 Ortungsverfahren

Entsprechend der Zielstellung einer symbolischen Indoor-Ortung durch Mustererkennung wird der kontinuierliche dreidimensionale Raum \mathbb{R}^3 in ν Zellen $(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_\nu; 1 \leq i \leq \nu; i, \nu \in \mathbb{N})$ diskret unterteilt. An dedizierten Positionen des Raumes seien τ stationäre Empfangsknoten $(K_{F1}, K_{F2}, \dots, K_{Fj}, \dots, K_{F\tau}; 1 \leq j \leq \tau; j, \tau \in \mathbb{N})$ installiert. Dann wird ein mit konstanter Leistung sendender mobiler Netzwerkknoten K_M von einer Position x_i einen aus AGC-Verstärkungen der Festknoten zusammengesetzten AGC-Vektor $\vec{a} = (a_1, a_2, \dots, a_j, \dots, a_\tau)^T$ erzeugen. Jede Komponente a_j repräsentiert dabei das AGC-Gain an K_{Fj} . Ausgehend von einem Messvektor \vec{a} wird diejenige zugehörige Position x_i gesucht, welche die bedingte Wahrscheinlichkeit $P(x_i|\vec{a})$ über alle ν Zellen maximiert.

Dieses Prinzip entspricht in den Grundzügen denen des HORUS-Systems (siehe Abschnitt 2.3.2). Das hier vorgestellte Ortungsverfahren wird um den zusätzlichen Parameter der Sendeleistung ($P_{S1}, P_{S2}, \dots, P_{S_k}, \dots, P_{S_\kappa}; 1 \leq k \leq \kappa; k, \kappa \in \mathbb{N}$) des Mobilknotens K_M ergänzt. Dadurch erweitert sich die Datenbasis auf maximal κ AGC-Vektoren, welche sich in einer Matrix zusammenfassen lassen. Dabei bezeichnet a_{jk} das AGC-Gain an K_{Fj} bei der Sendeleistung P_{S_k} .

3.2.1 Trainingsphase

In der Trainingsphase werden von jeder der ν Zellen des diskreten Raumes durch den Mobilknoten K_M Broadcast-Nachrichten verschickt. Darin wird neben einem Zeitstempel die Sendeleistung P_{S_k} des Mobilknotens kodiert. Für eine konstante Sendeleistung und unter sich gleichenden Umgebungsbedingungen schwankt die Verstärkung a_{jk} eines Empfängers K_{Fj} dieser Daten (siehe Abschnitt 2.4). Das AGC-Gain kann somit als Zufallsvariable A_{jk} aufgefasst werden, dessen konkrete Realisierungen a_{jk} einer bestimmten Verteilung folgen. Die Schwankungen werden unter der Annahme des Auftretens von Slow-Fading-Effekten statistisch durch eine Normalverteilung approximiert.

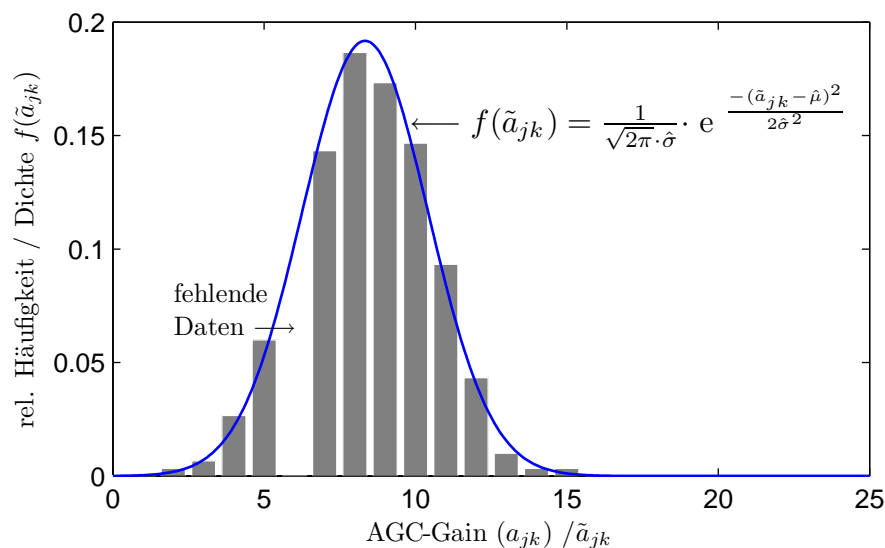


Abbildung 3.3: Histogramm-Fit durch GAUSS-Verteilung

Gründe für eine Annäherung der diskreten Daten durch eine kontinuierliche Verteilung liegen sowohl in der Reduktion des erforderlichen Speicherplatzes eines Trainingsdaten-

satzes als auch der Interpolationsmöglichkeit fehlender Daten (siehe Abbildung 3.3). Die Bestimmung geeigneter Schätzwerte $\hat{\mu}$ und $\hat{\sigma}$ für die Verteilungsparameter erfolgt dabei mit Hilfe der Maximum-Likelihood-Methode (MLM) (siehe Gleichungen 2.29). Eine derartige unimodale Dichtefunktion $f(\tilde{a}_{jk})$ stellt somit einen einzigartigen Fingerabdruck einer bestimmten Trainingszelle x_i für eine bestimmte Sendeleistung P_{Sk} an einem bestimmten Referenzknoten K_{Fj} dar. Die sich daraus ergebende RadioMap spannt folglich die in Abbildung 3.4 gezeigten Dimensionen auf. Alle Zufallsvariablen für eine Zelle x_i können in einer Zufallsmatrix $\mathbf{A}_{(\tau,\kappa)}$ zusammengefasst werden. Ein Messwert a_{jk} stellt dabei eine konkrete Realisierung der Zufallsvariablen A_{jk} dar, sodass die Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ eine Beobachtung der Matrix $\mathbf{A}_{(\tau,\kappa)}$ beschreibt (siehe Matrix (3.1)).

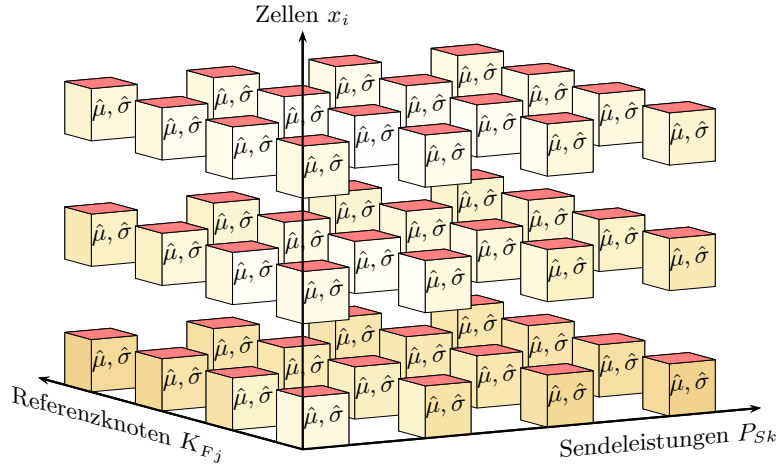


Abbildung 3.4: RadioMap des Ortungsverfahrens

$$\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)} = \begin{pmatrix} A_{11} = a_{11} & A_{12} = a_{12} & \dots & A_{1\kappa} = a_{1\kappa} \\ A_{21} = a_{21} & A_{22} = a_{22} & \dots & A_{2\kappa} = a_{2\kappa} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{\tau 1} = a_{\tau 1} & A_{\tau 2} = a_{\tau 2} & \dots & A_{\tau \kappa} = a_{\tau \kappa} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Mit Hilfe der Trainingsdaten lässt sich für eine gegebene Zelle x_i die Wahrscheinlichkeit $P(a_{jk}|x_i; K_{Fj}, P_{Sk})$ nach Gleichung (3.2) bestimmen, mit welcher ein bestimmter

Verstärkungsfaktor a_{jk} an K_{Fj} bei einer Sendeleistung P_{Sk} des Mobilknotens auftritt.

$$P(a_{jk}|x_i; K_{Fj}, P_{Sk}) = P(a_{jk}|x_i) = \int_{a_{jk}-0,5}^{a_{jk}+0,5} f(\tilde{a}_{jk}|x_i) d\tilde{a}_{jk} \quad (3.2)$$

Da das AGC-Gain eine diskrete Größe darstellt, $P(a_{jk}|x_i)$ jedoch aus einer stetigen Verteilung $f(\tilde{a}_{jk}|x_i)$ bestimmt wird, ist zusätzlich eine Stetigkeitskorrektur (Modifikation der Integrationsgrenzen um $\pm 0,5$) durchzuführen.

3.2.2 Ortungsphase

In der Ortungsphase wird nach der plausibelsten Ursache (Position x') gesucht, welche das Erzeugen einer Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ (Wirkung) zur Folge hatte. Die a posteriori-Wahrscheinlichkeit $\arg\max_{x_i} (P(x_i|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}))$ repräsentiert diese Ursache und lässt sich mit Hilfe des BAYES-Theorems bestimmen.

BAYES-Theorem

Ein Ereignis B trete längs der in Abbildung 3.5 gezeigten Zwischenpfade über die disjunkten Ereignisse A_1, A_2, \dots, A_n ein. Disjunkte Ereignisse A_i und A_j besitzen keine Schnittmenge. Es gilt $A_i \cap A_j = \{\}$.

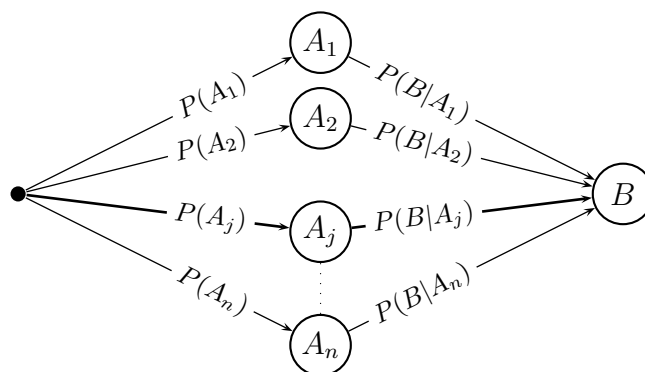


Abbildung 3.5: Veranschaulichung zum BAYES-Theorem

Jedes der Ereignisse A_i trete mit der Wahrscheinlichkeit $P(A_i)$ ein und kann als Ursache oder Hypothese für Ereignis B aufgefasst werden. Das Ereignis B tritt in Abhängigkeit

von A_i mit der bedingten Wahrscheinlichkeit $P(B|A_i)$ ein. Während $P(A_i) \cdot P(B|A_i)$ die Wahrscheinlichkeit des Eintrittes von B über die Zwischenstation A_i darstellt, ergibt sich die totale Wahrscheinlichkeit für den Eintritt von B zu:

$$P(B) = \sum_{i=1}^n P(A_i) \cdot P(B|A_i) \quad (3.3)$$

Das BAYES-Theorem stellt den „inversen“ Zusammenhang zwischen dem bereits beobachteten Ereignis B und der möglichen Ursache A_j durch die bedingte Wahrscheinlichkeit $P(A_j|B)$ her.

$$P(A_j|B) = \frac{P(A_j) \cdot P(B|A_j)}{\sum_{i=1}^n P(A_i) \cdot P(B|A_i)} = \frac{P(A_j) \cdot P(B|A_j)}{P(B)} = \frac{P(A_j \cap B)}{P(B)} = \frac{P(B \cap A_j)}{P(B)} \quad (3.4)$$

$P(A_j|B)$ spiegelt formal das Verhältnis des einzig möglichen Pfades für das Eintreten von B über das Zwischenereignis A_j und der Summe aller möglichen Pfade für das Ereignis B wider.

Die Anwendung des BAYES-Theorems liefert den in Gleichung (3.5) gezeigten Zusammenhang für die gesuchte symbolische Position x' .

$$P(x'|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}) = \operatorname{argmax}_{x_i} (P(x_i|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})) = \operatorname{argmax}_{x_i} \left(\frac{P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}|x_i) \cdot P(x_i)}{P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})} \right) \quad (3.5)$$

$P(x_i)$ bezeichnet dabei die a priori-Wahrscheinlichkeit für den Aufenthalt des Mobilknotens K_M in der Zelle x_i und bildet ein mögliches Vorwissen über die Position von K_M . Sie ist unabhängig von der Zufallsmatrix $\mathbf{A}_{(\tau,\kappa)}$ und damit von jeder beliebigen Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$. Existieren keine Vorkenntnisse über den Aufenthalt von K_M , wird von einer Gleichverteilung der Wahrscheinlichkeiten $P(x_i) = \nu^{-1}$, $1 \leq i \leq \nu$; $i, \nu \in \mathbb{N}$ ausgegangen. Für den Maximierungsprozess nach Gleichung (3.5) bildet $P(x_i)$ mit dieser Annahme eine redundante Größe.

Die totale Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der Messmatrix bezeichnet $P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$. Sie stellt die Normierungsbedingung

$$\sum_{i=1}^{\nu} P(x_i|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}) = 1 \quad (3.6)$$

der Gleichung (3.5) dar und garantiert, dass die gesuchte Position ein Element der Menge

der Trainingspositionen ist. Auch $P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$ ist unabhängig vom Maximierungsprozess. $P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}|x_i)$ stellt die bedingte Wahrscheinlichkeit (sog. Likelihood) für das Auftreten der Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ bei gegebener Position x_i dar. In Verbindung mit der a priori-Wahrscheinlichkeit $P(x_i)$ folgt mit Gleichung (3.4):

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}|x_i) \cdot P(x_i) &= P(a_{11} \cap a_{12} \cap \dots \cap a_{\tau\kappa} \cap x_i) \\
 &= P(x_i \cap a_{11} \cap a_{12} \cap \dots \cap a_{\tau\kappa}) \\
 &= P(x_i) \cdot P(a_{11}|x_i) \cdot P(a_{12}|x_i \cap a_{11}) \cdot P(a_{13}|x_i \cap a_{11} \cap a_{12}) \cdot \\
 &\quad \dots \cdot P(a_{\tau\kappa}|x_i \cap a_{11} \cap a_{12} \cap \dots \cap a_{\tau(\kappa-1)})
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Die Berechnung der bedingten Wahrscheinlichkeiten in Gleichung (3.7) ist praktisch nicht durchführbar. Für ein besseres Verständnis dieser Aussage sei von folgenden Annahmen (Worst-Case-Szenario) ausgegangen.

1. Der Definitionsbereich von a_{jk} umfasst 27 Werte ($\hat{=}$ 4,75 Bit).
2. Die maximale Anzahl möglicher Sendeleistungen beträgt $\kappa = 64$.
3. Die maximale Anzahl von Referenzknoten beträgt $\tau = 4$.
4. Die maximale Anzahl von Zellen (Räume, Flursegmente) beträgt $\nu = 15$.

Tabelle 3.1: Trainingsaufwand unter der Annahme bedingter Abhängigkeiten

bedingte Wahrscheinlichkeit	Anzahl univariater diskreter Trainingsverteilungen
$P(a_{11} x_i)$	15
$P(a_{12} x_i \cap a_{11})$	$15 \cdot 27$
$P(a_{13} x_i \cap a_{11} \cap a_{12})$	$15 \cdot 27^2$
\vdots	\vdots
$P(a_{\tau\kappa} x_i \cap a_{11} \cap a_{12} \cap \dots \cap a_{\tau(\kappa-1)})$	$15 \cdot 27^{(\tau \cdot \kappa - 1)}$

Die erforderliche Anzahl univariater Verteilungen für jede der bedingten Wahrscheinlichkeiten aus Gleichung (3.7) ergibt sich damit nach Tabelle 3.1.

Daraus folgt eine maximale Anzahl von

$$15 + (15 \cdot 27) + (15 \cdot 27^2) + (15 \cdot 27^3) + \dots + (15 \cdot 27^{(\tau \cdot \kappa - 1)}) = \nu \cdot \sum_{r=0}^{\tau \cdot \kappa - 1} 27^r \quad (3.8)$$

Verteilungen. Der Trainingsaufwand steigt damit exponentiell auf ein realistisch nicht mehr handhabbares Ausmaß.

Die Menge der Trainingsdaten kann nach dem naiven BAYESSchen Ansatz reduziert werden, wird den Zufallsvariablen A_{jk} untereinander eine bedingte Unabhängigkeit unterstellt. Sie lässt sich in zwei wesentliche Aussagen aufschlüsseln.

1. Der Empfang eines Datums an K_{Fj} ist statistisch unabhängig vom Empfang des selben Datums an K_{Fn} ($j \neq n$).
2. Der Empfang eines Datums an einem Referenzknoten bei der Sendeleistung P_{Sk} ist statistisch unabhängig von dem Empfang eines Datums der Sendeleistung P_{Sn} ($k \neq n$).

Jede (zunächst bedingte) Teilwahrscheinlichkeit aus Gleichung (3.7) reduziert sich damit auf den Term $P(a_{jk}|x_i)$. Für $P(\mathbf{a}_{(\tau, \kappa)}|x_i) \cdot P(x_i)$ gilt damit Gleichung (3.9).

$$\begin{aligned} P(\mathbf{a}_{(\tau, \kappa)}|x_i) \cdot P(x_i) &= P(a_{11} \cap a_{12} \cap \dots \cap a_{\tau\kappa} \cap x_i) \\ &= P(x_i) \cdot P(a_{11}|x_i) \cdot P(a_{12}|x_i) \cdot P(a_{13}|x_i) \cdot \dots \cdot P(a_{\tau\kappa}|x_i) \\ &= P(x_i) \cdot \prod_{j=1}^{\tau} \left(\prod_{k=1}^{\kappa} P(a_{jk}|x_i) \right) \\ &= P(x_i) \cdot \prod_{j=1}^{\tau} \left(\prod_{k=1}^{\kappa} \left(\int_{a_{jk}-0,5}^{a_{jk}+0,5} f(\tilde{a}_{jk}|x_i) d\tilde{a}_{jk} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Der Trainingsumfang vermindert sich durch die oben genannten Annahmen auf $\tau \cdot \kappa = 256$ univariate Verteilungen für jede der $\nu = 15$ Zellen. Die Erstellung der Trainingsdaten in Abschnitt 3.2.1 erfolgte bereits mit Unterstellung der statistischen Unabhängigkeit der Parameter a_{jk} untereinander.

Gleichung (3.9) repräsentiert zusammenfassend das nicht normierte a posteriori-Wissen über den Aufenthalt von K_M in x_i . Aus diesem kann durch Normierung (siehe Gleichung

(3.6)) die diskrete a posteriori-Verteilung $p(\vec{x}|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$ gewonnen werden.

$$p(\vec{x}|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}) = (P(x_1|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}), P(x_2|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}), \dots, P(x_i|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}), \dots, P(x_\nu|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}))^T \quad (3.10)$$

Diejenige Komponente p_i von $p(\vec{x}|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$ mit dem größten Wert stellt folglich die wahrscheinlichste Ursache für das Auftreten einer Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ dar. Deren Index i repräsentiert die gesuchte symbolische Position x_i . Existiert kein Vorwissen ($P(x_i) = \nu^{-1} = \text{konst.}$), so entspricht die a posteriori-Verteilung der Likelihood-Verteilung.

3.3 Mobilknoten

Ein Mobilknoten K_M stellt das im Netzwerk zu lokalisierende Objekt dar. Innerhalb der Funkebene übernimmt der Knoten dabei die Rolle eines Senders und kommuniziert unidirektional mit den in Reichweite befindlichen Ankerknoten K_{Fj} . Die Implementierung dieser Funktionalität erfordert nur ein geringes Maß an Hardware- und Softwareaufwand, wodurch gleichzeitig die Energieeffizienz gesteigert werden kann. Abbildung 3.6 zeigt das Blockschaltbild (BSB) und ein vollständig aufgebautes Modul mit den Maßen $B \times H \times T = 49 \text{ mm} \times 71 \text{ mm} \times 22 \text{ mm}$.

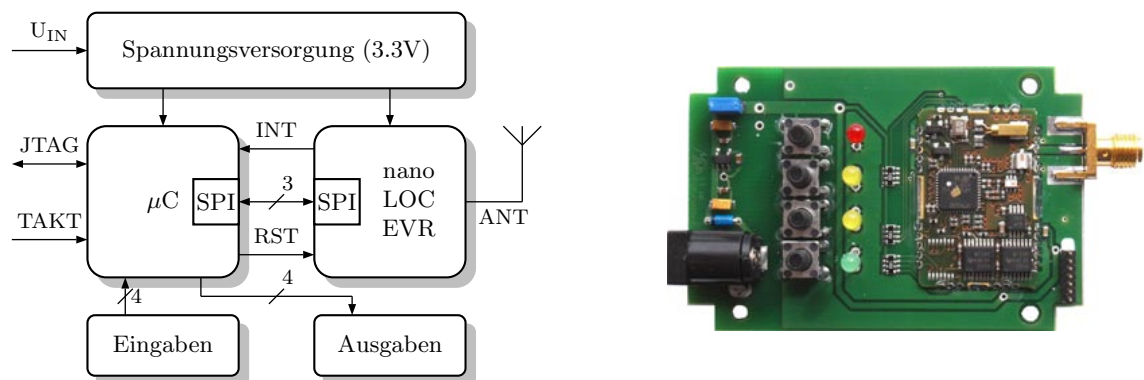


Abbildung 3.6: BSB und Foto (Top-Layer) eines Mobilknotens

Die gesamte Schaltung wurde auf einer doppelseitigen Platine realisiert. Es wurden vier identische Mobilknoten aufgebaut.

3.3.1 Komponenten

Die folgenden Ausführungen erläutern wesentliche Komponenten des Mobilknotens. Der Schaltplan sowie das Platinenlayout befinden sich im Anhang A.1 auf Seite 131.

Mikrocontroller

Der Mikrocontroller (μC) „MSP430F1611“ der Firma Texas Instruments (TI) bildet die zentrale Prozesseinheit eines Mobilknotens. Es handelt sich dabei um eine 16 Bit-RISC-Einheit mit einer minimalen Befehlszykluszeit von 125 ns. Die Taktfrequenz wurde der maximalen Leistungsfähigkeit entsprechend durch einen externen Resonator auf 8 MHz festgelegt. Der mögliche Betriebsspannungsbereich des Controllers erstreckt sich von 1,8 V bis 3,6 V und überschneidet damit auch den Bereich des „nanoLOC-EVR-RF-Moduls“. Der μC verfügt über eine Reihe peripherer Baugruppen, von denen nur wenige für den Mobilknoten genutzt werden. Darunter zählen ein 16 Bit-Timer für die Programmablaufsteuerung, eine USART in Konfiguration als SPI-Schnittstelle im Master-Mode und diverse I/O-Ports für Ein- und Ausgabezwecke. Der „MSP430F1611“ besitzt einen 48 kB großen Flash-Programmspeicher sowie einen 10 kB großen Random Access Memory (RAM). Sowohl für die Programmierung als auch für Diagnosezwecke (Debugging) verfügt der μC über ein JTAG-Interface.

nanoLOC-EVR-RF-Modul

Das 35 mm \times 14 mm \times 3 mm große Funkmodul wird als einziger Slave an der SPI-Schnittstelle betrieben. Die Taktfrequenz wurde controllerseitig auf 4 MHz konfiguriert und liegt damit weit unterhalb der Leistungsfähigkeit des Funkmoduls von 27 MHz. Daten werden mit der steigenden Taktflanke in beziehungsweise aus dem Modul getaktet. Details, das SPI-Zeitverhalten und die vielfältigen Konfigurationsmöglichkeiten betreffend, können dem Datenblatt [Nan07a] entnommen werden. Für einen kontrollierten Systemstart wird die Resetleitung des Moduls separat an den μC geführt. Daneben werden dem Mikrocontroller sowohl ein Datenempfang als auch ein abgeschlossener Sendevorgang über eine Interruptleitung angezeigt. Beide Signaltypen sind Low-aktiv. Der Anschluss des omnidirektionalen $\lambda/2$ -Strahlers erfolgt über einen für Platinenmontage ausgelegten coaxialen Sub-Miniatur-A (SMA)-Stecker.

Ein- und Ausgaben

Der Mobilknoten verfügt über vier Mikrotaster zur manuellen Auswahl verschiedener Betriebsmodi. Um Signalpolling zu vermeiden, wurden alle Elemente an interruptfähige Eingänge des Mikrocontrollers geführt. Die Entprellzeit wurde mit 500 ms großzügig bemessen. Jede der möglichen Betriebsarten wird durch eine von vier zugehörigen LEDs visualisiert.

Spannungsversorgung

Die gemeinsame Betriebsspannung aller Baugruppen des Knotens beträgt 3,3 V. Dafür kommt der Linearregler „TPS73133“ der Firma TI zum Einsatz. Durch seine geringe Dropout-Spannung von circa 30 mV und einer zusätzlichen Shottky-Verpoldiode kann der Mobilknoten mit einer externen Gleichspannung von circa 3,6 V bis 6,3 V versorgt werden.

3.3.2 Softwarestruktur

Die in ANSI-C geschriebene Software für den Mobilknoten lässt sich grob in die in Abbildung 3.7 dargestellten Module unterteilen. Die zu beschreibende Funktionalität des Knotens lastet den verfügbaren Programm- und Datenspeicher des Controllers zu circa 16 % aus.

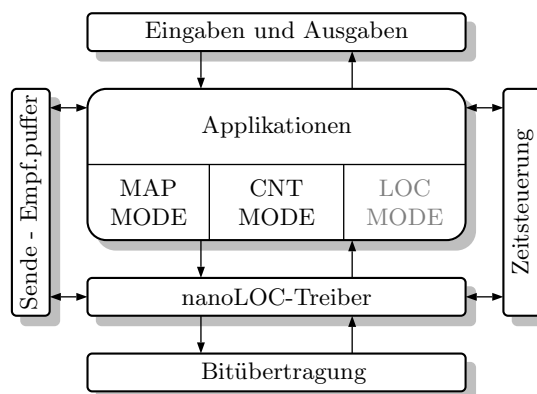


Abbildung 3.7: Softwarestruktur des Mobilknotens

Der Datenaustausch zwischen dem μC und dem „nanoLOC-EVR-RF-Modul“ erfolgt über einen Sende- beziehungsweise Empfangspuffer mit einer Größe von 550 Byte. Ein Mobil-

knoten nutzt diesen Speicher entsprechend seiner Funktion ausschließlich als Sendepuffer. In ihm werden die Nutzdaten mit dem in Abbildung 3.8 dargestellten generalisierten Format zusammengestellt.

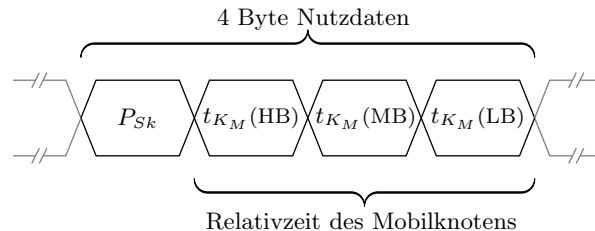


Abbildung 3.8: Datenrahmen eines zu sendenden Pakets

Der angepasste nanoLOC-Treiber fügt diese Nutzdaten im Anschluss dem für den Transceiver typischen Format (Header) bei und steuert den gesamten Sendevorgang bei Vorlage einer entsprechenden Aufforderung der Applikation.

Das Zeitsteuermodul stellt Funktionen zur gezielten Verzögerung bereit. Sie werden von der Applikationsschicht und dem Treiber gleichermaßen genutzt. Darunter fallen Initialisierungs- und Rekalibrierungszeiten des Funkmoduls zur Temperaturkompensation sowie anwendungsspezifische Zeiten. Die kleinste erforderliche Verzögerung stellt dabei die Zeit zwischen zwei gesendeten Datenpaketen dar und beträgt 1 ms.

Im Ruhezustand befindet sich das Funkmodul in einem „Tiefschlafmodus“ und konsumiert einen maximalen Strom von $2,5 \mu\text{A}$. Aus diesem Grund beginnt jede der Betriebsarten mit einem Initialisierungs- und Konfigurationsprozess des Moduls. Dieser legt eine Symboldauer von $1 \mu\text{s}$, eine Bandbreite von 80 MHz sowie eine Übertragungsrate von 1 Mbps fest. Durch die Eingabeeinheiten kann der Mobilknoten anschließend in eine der folgenden Betriebsarten (Modi) versetzt werden:

- *RadioMap Mode*
- *Continuous Mode*
- *Location Mode*

Der *Location Mode* zur Echtzeitortung wurde vorgesehen, jedoch nicht implementiert, da die Analyse der empirischen Daten stets im Anschluss an den Messprozess (offline) erfolgt.

RadioMap Mode

Aufgabe dieser Betriebsart ist das Senden von Daten in der Trainingsphase zur Erstellung einer RadioMap. Dabei wird jede der $\kappa = 64$ möglichen Sendeleistungen sequentiell aufsteigend angefahren und ein Nutzdatenpaket mit dem in Abbildung 3.8 gezeigten Aufbau versandt. Der 24 Bit-Zeitähler gibt den relativen Sendezeitpunkt mit einer Auflösung von 1 ms an. Für eine statistische Aussagekraft des Fingerabdrucks einer Zelle wird der beschriebene Prozess mehrmals wiederholt. Die Anzahl der Wiederholungen wurde auf 1000 festgelegt. Abbildung 3.9 zeigt drei komplette Zyklen.

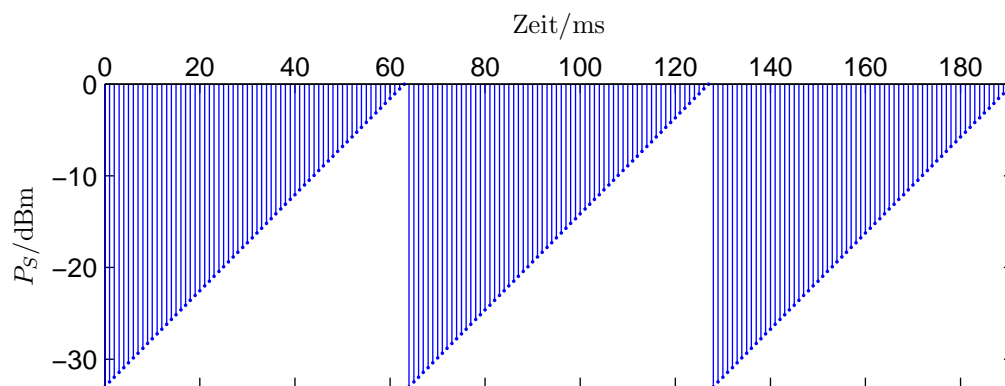


Abbildung 3.9: Sendeprozess des Mobilknotens

Mit den gegebenen Größen beträgt die Trainingszeit für eine Zelle $1000 \cdot \kappa \cdot 1 \text{ ms} = 64 \text{ s}$. Um gleiche Trainingsbedingungen für jede der ν Zellen zu schaffen, kann der Prozess nach einem Start nicht unterbrochen werden.

Eine Temperaturdrift der Oszillatoren des Funkmoduls macht alle 10 s eine zyklische Rekalibrierung erforderlich. Während dieser Rekalibrierungszeit von 24 ms können weder Daten empfangen noch gesendet werden. Aus diesen Daten ergibt sich ein senderseitiger Verlust von $24 \cdot 6 = 144$ Paketen. Bezogen auf die Maximalzahl von theoretisch 64000 zu versendenden Paketen entspricht diese Zahl einem vernachlässigbaren Schwund von 0,225 %. Die periodische Rekalibrierung hat folglich keinen signifikanten Effekt auf die statistische Aussagekraft des Zellentrainings.

Die Aktivität der Betriebsart wird über eine zugehörige LED visualisiert. Nach Ablauf der Trainingszeit werden die genutzten Variablen rückgesetzt und das Funkmodul erneut in den „Tiefschlafmodus“ versetzt.

Continuous Mode

Diese Betriebsart wird für die Ortungsphase benötigt und gleicht in vielen Punkten dem *RadioMap Mode*. Der wesentliche Unterschied liegt in der Aufhebung der oberen Grenze für die Anzahl der Wiederholungszyklen. Der Knoten sendet fortlaufend Daten nach dem in Abbildung 3.9 dargestellten Schema. Dadurch kann der AGC-Verlauf an einem Ankerknoten in Abhängigkeit der Bewegung des Mobilknotens erfasst werden. Durch das Sendezeitraster von 1 ms erfolgt ein Überlauf des 24 Bit-Zählers nach circa 4,6 h und bietet damit ausreichend Spielraum zur Untersuchung dieser chronologischen Zeitreihen. Zur Bewertung der Ortungsgenauigkeit muss die durch das Ortungsverfahren ermittelte Position mit der realen Position des Mobilknotens in einem Bewegungsszenario verglichen werden. Die Angabe dieser realen und ebenfalls symbolischen Positionen erfolgt durch das Senden spezieller Markerframes. Sie können manuell in den kontinuierlichen Paketstrom eingefügt werden, wenn der Mobilknoten beispielsweise einen Wechsel zwischen zwei Zellen vollzieht. Anstelle der aktuellen Sendeleistung wird zur Identifikation eines Markerframes dabei das Datum 0x40 eingefügt. Es liegt damit außerhalb des möglichen Sendeleistungsbereiches (0x00–0x3F). Um die Wahrscheinlichkeit seines Empfanges zu maximieren, wird ein Markerframe stets bei maximaler Sendeleistung versandt. Auch diese Betriebsart wird durch eine entsprechende LED angezeigt, ebenso wie das erfolgreiche Senden eines Markerframes.

Im Gegensatz zum *RadioMap Mode* kann der *Continuous Mode* jederzeit durch wiederholten Tastendruck gestoppt werden. In diesem Fall werden die genutzten Variablen rückgesetzt und das Funkmodul erneut in den „Tiefschlafmodus“ versetzt.

3.4 Ankerknoten

Ein Ankerknoten K_F stellt das Bindeglied zwischen der Funkebene und der leitungsgeführten Netzwerkebene dar und wird an einer dedizierten Position innerhalb der Gebäudestruktur stationiert. Neben der Funktion als Konverter sammelt der Knoten bei einem Paketempfang den für das Ortungsverfahren essentiellen Parameter – den AGC-Wert. Er wird einem der Register des Funkmoduls entnommen und ebenfalls an die übergeordnete Instanz übermittelt. Abbildung 3.10 zeigt das BSB eines Ankerknotens und Abbildung 3.11 ein vollständig aufgebautes Modul mit den Maßen $B \times H \times T = 59 \text{ mm} \times 113 \text{ mm} \times 24 \text{ mm}$. Die gesamte Schaltung wurde auf einer doppelseitigen Platine

(Printed Circuit Board (PCB)) realisiert. Es wurden zehn identische Knoten aufgebaut. Der Schaltplan sowie das Platinenlayout befinden sich im Anhang A.2 auf Seite 133.

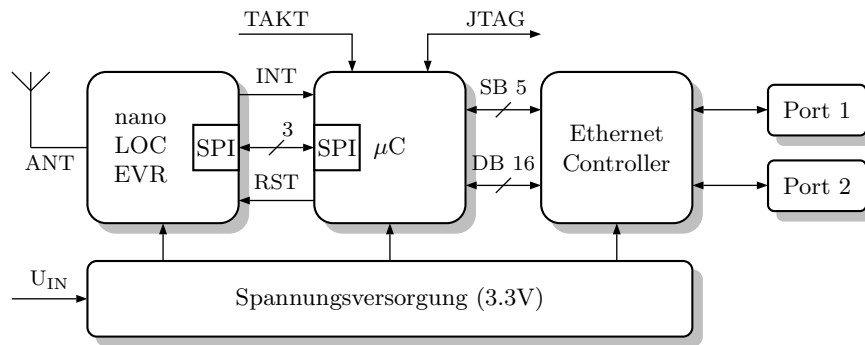


Abbildung 3.10: Blockschaltbild des Ankerknotens

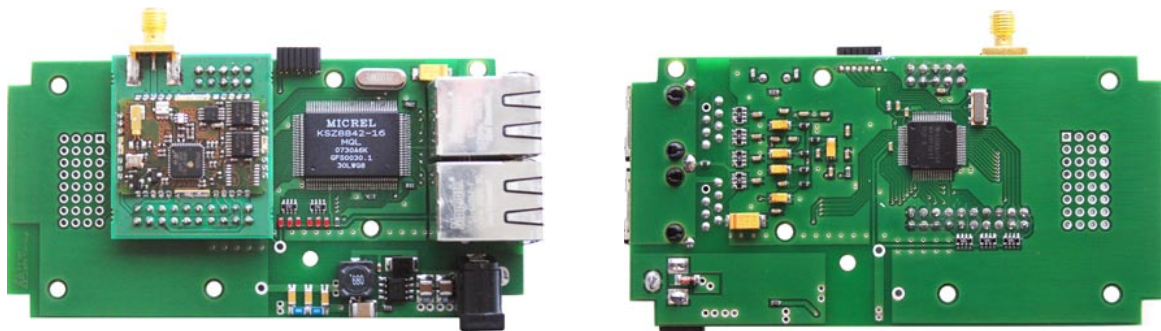


Abbildung 3.11: Top- (links) und Bottom-Layer (rechts) des Ankerknotens

3.4.1 Komponenten

Ein Ankerknoten ähnelt dem Aufbau nach einem Mobilknoten. Er verfügt ebenfalls über den „MSP430F1611“ als zentrale Verarbeitungseinheit, welcher über ein JTAG-Interface programmiert und getestet werden kann sowie über die gleiche Anbindung zu dem „nanoLOC-EVR-RF-Modul“. Demgegenüber besitzt der Knoten jedoch keine manuellen Eingabeeinheiten, dafür jedoch zusätzliche Peripherie in Form eines Ethernet-Controllers. Die hauptsächlich durch diesen Controller bedingte höhere Leistungsaufnahme des Moduls erfordert zudem eine alternative Energieversorgung. Im Folgenden soll nur auf die beiden letztgenannten Punkte näher eingegangen werden.

Ethernet-Switch

Die Anbindung der Ankerknoten an das gebäudeinterne Intranet erfolgt über den Ethernet-Controller „KSZ8842-16“ der Firma Micrel [Mic05]. Dieser verfügt über zwei externe 10/100 MBit-Ports sowie über ein generisches 16 Bit-Interface für den Anschluss eines Prozessors oder Controllers. Durch die beiden externen Ports kann das Modul als Netzwerk-Switch auch an bereits belegten Dosen betrieben werden. Das erhöht die Flexibilität bei der Platzierung der Ankerknoten innerhalb des Gebäudes. Da keine weiteren Baugruppen auf den 16 Bit-Datenbus zugreifen, wurde die Adresse des Chips hart verdrahtet und entspricht der Basisadresse 0x0300. Neben dem Datenbus sind damit fünf weitere Steuersignale (\overline{RDN} , \overline{WRN} , \overline{RSTN} , \overline{INTERN} , \overline{PWRDN}) zum Betrieb des Ethernet-Controllers erforderlich. Die physische Anbindung des Chips an das Medium erfolgt durch RJ45-Modularbuchsen mit bereits integrierten Übertragern. Dadurch verringert sich der erforderliche Hardwareaufwand auf eine korrekte Terminierung der Datenleitungen.

Spannungsversorgung

Die Betriebsspannung eines Ankerknotens wurde den Spezifikationen des „KSZ8842-16“ angepasst und beträgt 3,3 V. Die maximale Stromaufnahme des Moduls beläuft sich auf circa 350 mA. Zur Vermeidung einer erhöhten Verlustleistung und der damit verbundenen Wärmeabfuhr, welche bei Linearreglern auftreten, wurde für die Energieversorgung ein Schaltregler („TPS5410“ der Firma TI) verwendet. Der Baustein lässt einen weiten Eingangsspannungsbereich von 5,5 V bis 36 V zu, wodurch sich verschiedene externe Steckernetzteile mit Gleichspannungsausgang als Energieversorgung eignen. Durch den hohen Wirkungsgrad des Abwärtsreglers von bis zu $\eta = 95\%$ genügt dabei eine Ausgangsleistung von circa 1,5 W.

3.4.2 Softwarestruktur

Die Softwarestruktur eines Ankerknotens gewährleistet seine grundlegende Funktion als Datenkollektor und Schnittstellenkonverter. Sie ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Der in „C“ geschriebene und modular aufgebaute Code belegt mit 18 kB circa 37 % des Programmspeichers. Von dem 10 kB großen Datenspeicher werden circa 32 % reserviert.

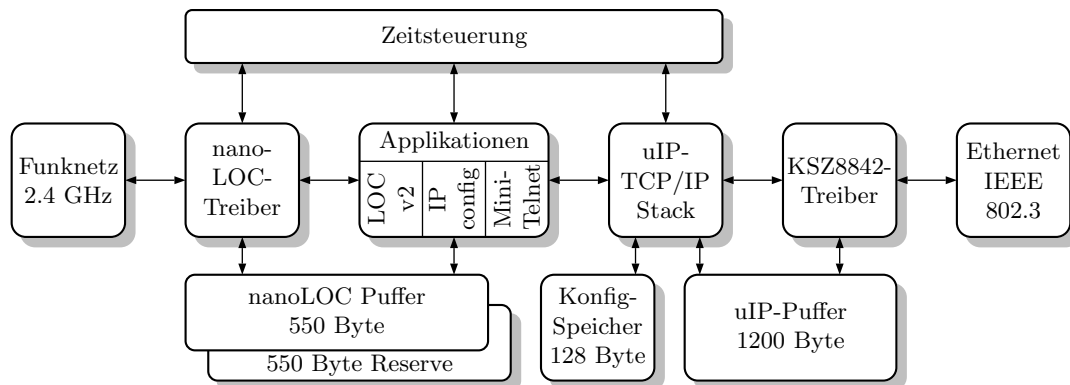


Abbildung 3.12: Softwarestruktur eines Ankerknotens

Das Zeitsteuermodul stellt Funktionen zur gezielten Verzögerung bereit. Diese werden ebenso wie bei einem Mobilknoten zur Initialisierung, Konfiguration und Rekalibrierung des „nanoLOC-EVR-RF-Moduls“, aber auch zur Bereitstellung einer modulinternen 24 Bit-Relativzeit mit einer Auflösung von 1 ms genutzt. Darüber hinaus erfordert der Betrieb des embedded uIP-TCP/IP-Stacks eine eigene Timer-Bibliothek. Für sie wurde ein separater 16 Bit-Timer des μC verwendet.

Innerhalb der Funkebene verhält sich ein Ankerknoten passiv und empfängt die von einem Mobilknoten ausgesandten Datenpakete. Dabei übernimmt der nanoLOC-Treiber die Ansteuerung und Verwaltung des Funkmoduls. So wird eine Rekalibrierung der HF-Oszillatoren im 10 s-Raster durchgeführt. Für den Zeitraum von circa 24 ms ist dabei der Knoten nicht in der Lage Pakete anzunehmen. Wegen der unidirektionalen Funkkommunikation liegen die Rekalibrierungsintervalle von Mobil- und Ankerknoten nicht synchron zueinander.

Der Ankerknoten verfügt über drei größere Datenspeicher und einen Konfigurationsspeicher. Für die Zwischenspeicherung der empfangenen und verarbeiteten Pakete des „nanoLOC-EVR-RF-Moduls“ wurden zwei Puffer mit einer Größe von je 550 Byte vorgesehen. Zeitliche Engpässe in der Datenverarbeitung durch mögliche Pufferüberläufe werden durch diese Dopplung verhindert.

Neben verschiedenen Statusvariablen benötigt der uIP-TCP/IP-Stack ebenfalls einen Zwischenspeicher für empfangene oder zu sendende Pakete. Seine Größe wurde auf 1200 Byte festgelegt. Die Wahl dieses Wertes orientiert sich an der maximal zu erwartenden

den Größe eines IP-Datagramms.

Als Konfigurationsspeicher für den Ankerknoten wird ein Segment des Programmspeichers mit einer Größe von 128 Byte verwendet. In ihm werden modulspezifische Informationen abgelegt.

Für einen protokollkonformen Datenaustausch über das Ethernet (IEEE-802.3) wurde ein frei erhältlicher (Open-Source) TCP/IP-Stack integriert. Der uIP-TCP/IP-Stack des schwedischen Institutes für Computerwissenschaften [Dun06] unterstützt unter anderem die folgenden für den Ankerknoten erforderlichen Protokolle:

- Internet Protocol (IP) Version 4 (IPv4)
- Internet Control Message Protocol (ICMP)
- Address Resolution Protocol (ARP)
- Transmission Control Protocol (TCP)
- User Datagram Protocol (UDP)

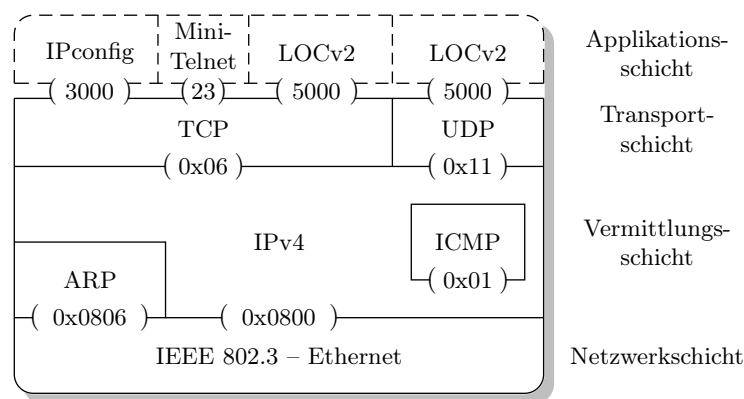


Abbildung 3.13: TCP/IP-Stack

Abbildung 3.13 zeigt den von dem OSI-Referenzmodell für offene Systeme abgeleiteten TCP/IP-Stack [Kau00].

IP ist ein elementares Protokoll der Vermittlungsschicht und ermöglicht den Austausch von IP-Datagrammen zwischen Endgeräten anhand ihrer 32 Bit-IP-Adressen. Es existieren keine Sicherungs- bzw. Quittierungsmechanismen, sodass dessen Verwendung kei-

ne Garantie über das erfolgreiche Zustellen einer Nachricht impliziert. Das Internet-Protokoll wird anhand der Typ-Nummer 0x0800 des IEEE-802.3-Ethernet-Frames erkannt.

ICMP erweitert die Zuverlässigkeit des IP-Datagrammdienstes und erhöht die Diagnosefähigkeit innerhalb des Protokollstapels. ICMP ist Bestandteil der Vermittlungsschicht und stellt keine Dienste an die oberen Schichten des Stacks bereit. Anwendung findet ICMP in Form des Programms „ping“. Die Applikation simuliert ein nach dem ICMP-Standard aufgebautes IP-Datagramm, um beispielsweise die Erreichbarkeit des Empfängers und damit die Funktionsfähigkeit der Sicherungs- und Bitübertragungsschicht zu prüfen.

ARP dient der Adressauflösung einer vorliegenden IP-Adresse in die zugehörige Hardware-Adresse (Media Access Control (MAC)-Adresse). Dazu verschickt ARP einen Ethernet-Frame mit der Typ-Nummer 0x0806 sowie der Broadcast MAC-Adresse und der aufzulösenden IP-Adresse. Das Netzwerkinterface mit der passenden IP-Adresse schickt im Anschluss seine MAC-Adresse in einem ARP-Antwortframe zurück. Auf diese Weise kann sich ein Ankerknoten eindeutig identifizieren.

TCP ist ein Protokoll der Transportschicht und stellt einen verbindungsorientierten Dienst mit Fehlerkorrektur zur Verfügung. Es findet dann Verwendung, wenn Informationen zuverlässig zugestellt werden müssen. Durch die Angabe der Protokollnummer 0x06 im IP-Header ist der Stapel in der Lage, das Datagramm an die TCP-Transportschicht zu übergeben. Der Ankerknoten nutzt TCP beispielsweise zur sicheren Übertragung von Konfigurationsdaten.

UDP ist ein verbindungsloses Protokoll der Transportschicht. UDP-Datagramme werden ohne Bestätigung und ohne expliziten Verbindungsaufbau verschickt. UDP wird durch die Protokollnummer 0x11 im IP-Header erkannt. Der Ankerknoten nutzt das Protokoll bei der Weiterleitung der Trainings- bzw. Ortungsdaten an die übergeordnete Instanz.

Alle genannten Protokolle werden ineinander geschachtelt und verfügen über entsprechende Protokollköpfe (Abbildung 3.14) mit einer Vielzahl von Kennfeldern [WE97, S.203]. Wegen der dadurch entstehenden Komplexität des Protokollstapels wurde von einer Eigenentwicklung abgesehen. Lediglich der Treiber des Ethernet-Controllers „KSZ8842-16“ wurde als Bindeglied zwischen dem uIP-TCP/IP-Stack und der Hardware geschrieben. Er umfasst Initialisierungs- und Konfigurationsroutinen sowie Schreib- und Leseroutinen zur Übertragung der IEEE-802.3-Ethernet-Frames.

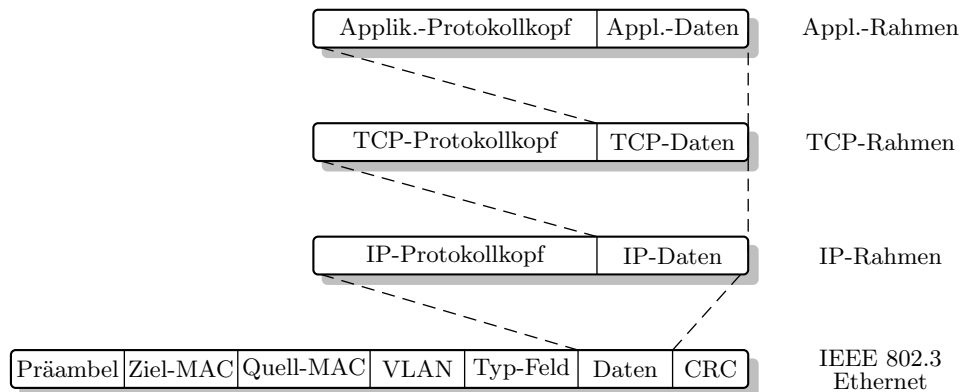


Abbildung 3.14: IEEE-802.3-Ethernet-Datenrahmen

Die Anwendungsschicht enthält drei unterschiedliche Applikationen, die für den Betrieb eines Ankerknotens erforderlich sind:

- Kommunikationsprogramm (Mini-Telnet)
- Konfigurationsprogramm (IPConfig)
- Lokalisierungsprogramm (LOCv2)

Für ein besseres Verständnis der Funktionsweise des Knotens werden die Applikationen nachfolgend näher beschrieben. Von besonderer Bedeutung ist dabei das Lokalisierungsprogramm (LOCv2).

Kommunikationsprogramm (Mini-Telnet)

Die Telnet-kompatible Applikation „Mini-Telnet“ setzt über Port 23 auf TCP auf. Sie war die erste auf dem Ankerknoten realisierte Anwendung. Sie wird hauptsächlich für Diagnosezwecke, den Protokollstapel und die Hardware betreffend genutzt. Vorteil der Anwendung ist der einfache Verbindungsaufbau ohne zusätzliche Software über die Kommandozeile eines beliebigen Rechners im Intranet. „Mini-Telnet“ unterstützt die folgende Kommandostruktur bestehend aus fünf Befehlen („help“, „host“, „conn“, „reset“, „exit“). Durch das „host“-Kommando werden die knotenspezifischen Daten wie MAC-Adresse, IP-Adresse, Subnetz-Maske, Standard-Router und der Knotenname zurückgegeben. Das „conn“-Kommando übergibt eine Liste aller offenen TCP-Verbindungen mit den zugehörigen Sockets, bestehend aus IP-Adresse und Applikationsport an das Terminal. Durch

die Eingabe von „reset“ oder „exit“ wird die TCP-Verbindung abgebaut und das Programm beendet. Die Besonderheit des „reset“-Kommandos besteht in einem kontrollierten Neustart des Ankerknotens. Dazu wird parallel zum Verbindungsabbau der Watchdog-Timer des μC auf einen Überlauf nach 32 ms programmiert, wodurch ein Power-Up-Clear (PUC) ausgelöst wird. Durch diesen Neustart wird die IP-Adresse und MAC-Adresse des Knotens nicht verändert.

Konfigurationsprogramm (IPConfig)

Nach einem Download des kompilierten Programmcodes aus der Entwicklungsumgebung auf den Mikrocontroller besitzt jeder Ankerknoten die selbe temporäre MAC- sowie IP-Adresse. Ein endgültiger MAC-Adressraum muss beim Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) beantragt werden oder innerhalb des für die Firma Micrel reservierten Bereiches liegen. Da der Mikrocontroller über einen integrierten Flash-Memory-Controller verfügt [TI06], können Daten zur Laufzeit in den Programmspeicher geschrieben werden. Diese Eigenschaft ermöglicht eine nachträgliche Konfiguration des Knotens durch das Netzwerk. Dazu greift das auf TCP aufbauende und über Port 3000 erreichbare Konfigurationsprogramm über die temporäre IP-Adresse des Ankerknotens auf das 128 Byte große Flash-Segment (0x1000-0x107F) zu und legt dort die übermittelten individuellen Modulinformationen ab. Abbildung 3.15 zeigt den relevanten Teil des IP-Datagramms.

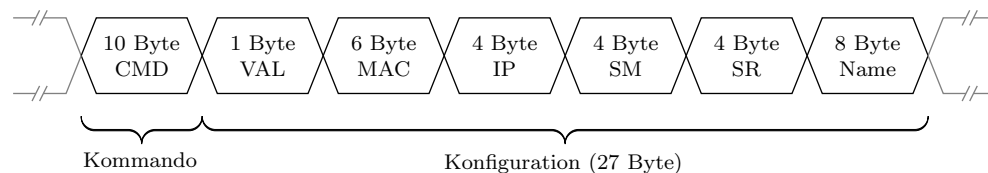


Abbildung 3.15: Konfigurationsrahmen eines Ankerknotens

Zur Übernahme der neuen Konfiguration wird erneut der Watchdog-Timer verwendet. Dieser löst nach einem Verbindungsabbau einen PUC aus und führt so zur Neuinitialisierung des gesamten Knotens. Während dieser Phase testet das Programm das Validierungsbyte auf Adresse 0x1000. Entspricht es einem definierten Wert von 0xD2, werden die neuen Parameter übernommen. Die erfolgreiche Konfiguration kann durch das Kommunikationsprogramm (Mini-Telnet) über das „host“-Kommando verifiziert werden.

Lokalisierungsprogramm (LOCv2)

Die Lokalisierungsapplikation ist die zentrale Anwendung des Festknotens und realisiert seine Primärfunktionen als Datenkollektor und Schnittstellenkonverter. Sie greift sowohl auf das Funknetz als auch das IEEE-802.3-Ethernet zu. Die Verbindung mit der TCP-basierten Applikation wird durch die Leitstation über Port 5000 initiiert. Einen erfolgreichen Verbindungsaufbau voraussetzend, zeigen die in Abbildung 3.16 dargestellten Programmablaufpläne die prinzipielle Funktionsweise der Applikation. Die über Funk

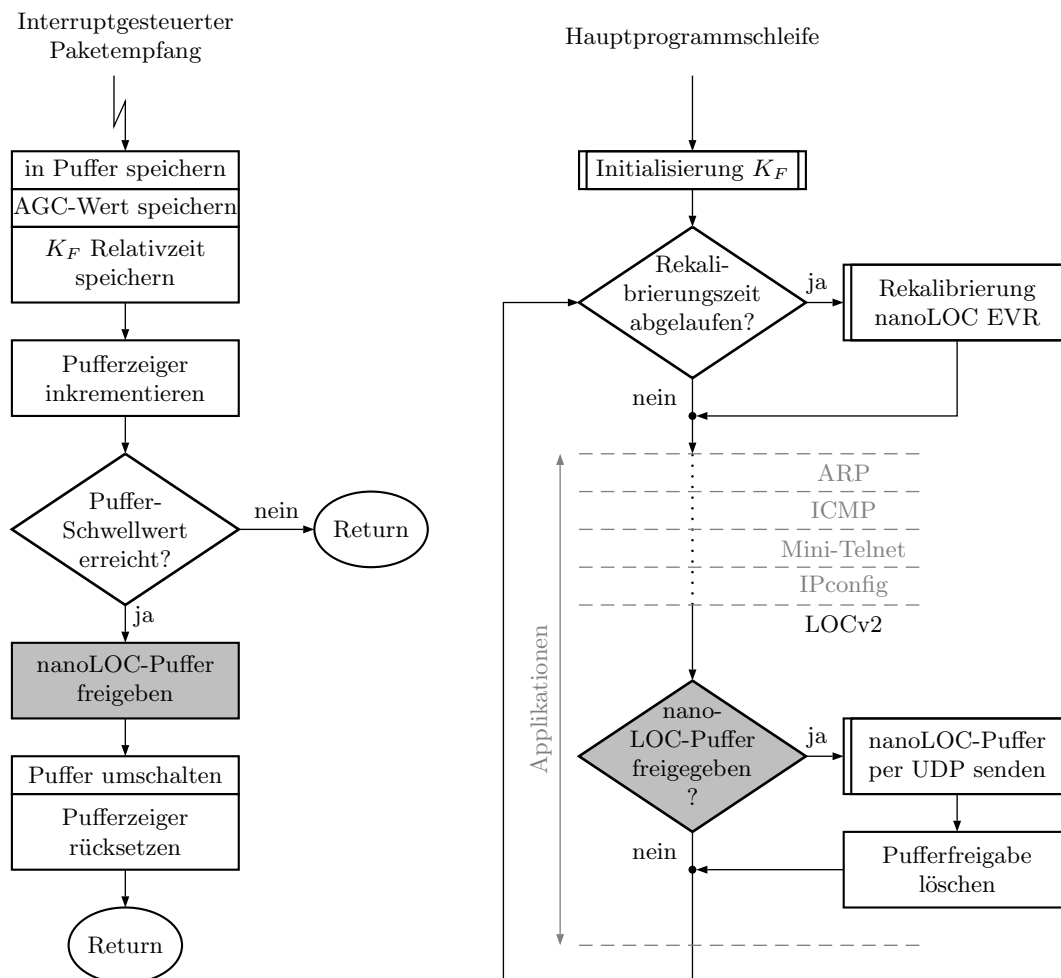


Abbildung 3.16: Ablaufplan des Lokalisierungsprogramms (LOCv2)

einlaufenden Daten (4 Byte) werden interruptgesteuert in einem der Empfangspuffer des „nanoLOC-EVR-RF-Moduls“ abgelegt (Abbildung 3.16 links). Die maximale Interruptfrequenz f_{Int} beträgt 1 kHz und entspricht damit der Paketsendefrequenz eines Mobilkno-

tens. Unmittelbar dahinter wird der für den Empfang erforderliche AGC-Wert sowie die Relativzeit des Ankerknotens angefügt. Damit ergibt sich der in Abbildung 3.17 dargestellte Datenrahmen von 8 Byte. Wegen der festen Breite dieser Struktur entfallen Son-

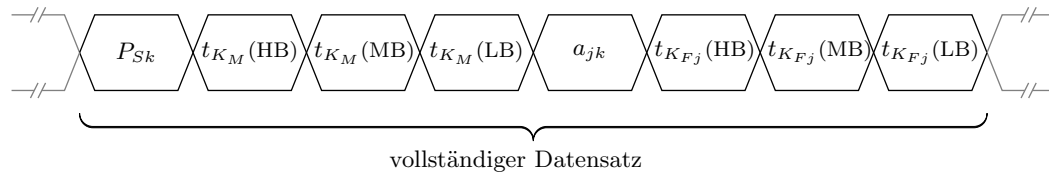


Abbildung 3.17: Vollständiger Datenrahmen einer Messung

derzeichen zur Trennung dieser Datensätze und ermöglichen so eine optimale Speicherauslastung. Überschreitet die Pufferfüllung einen definierten Schwellenwert (512 Byte), wird der Pufferinhalt zur Übertragung an die Leitstation freigegeben und auf einen gleichgroßen Reservepuffer umgeschaltet. Da der Paketsendeprozess nicht von einem Ankerknoten K_F gesteuert werden kann, wird die Verwendung dieses Zweitpuffers durch die Vermeidung des Auftretens inkonsistenter Daten gerechtfertigt. Die Zeit bis zur Füllung des Puffers beträgt unter optimalen Empfangsbedingungen $512 / (8 \cdot f_{Int}) = 64 \text{ ms}$. Bis zum Abschluss der Übertragung eines gefüllten Datenpuffers an die übergeordnete Instanz können circa 10 ms vergehen.

Das Flag zur Anzeige eines gefüllten nanoLOC-Puffers wird durch die Applikation im Hauptprogramm bei jedem Schleifendurchlauf getestet (Abbildung 3.16 rechts). Sofern Daten für den Versand bereitstehen, werden diese in einem UDP-Datagramm an die Leitstation über Port 5000 des Ankerknotens verschickt. Aus den selben Gründen für das Vorhalten eines Reservepuffers für den funkbasierten Paketempfang, wird von der Verwendung des verbindungsorientierten TCP abgesehen. Die Daten des nanoLOC-Puffers müssten bis zur Bestätigung des Empfangs durch die Leitstation vorgehalten werden. Diese Vorhaltezeit setzt sich bei TCP aus der erwarteten maximalen Antwortzeit sowie der Anzahl der Wiederholungszyklen bis zu einem erfolgreichen Zustellen der Daten zusammen und ist aus diesen Gründen schwer zu kalkulieren. Bei Mehrfachkollisionen auf der Leitungsebene kann damit selbst der 550 Byte große Reservepuffer schnell überlaufen. UDP sieht derartige Sicherheitsmechanismen nicht vor.

Die Lokalisierungsapplikation wird sowohl für den *RadioMap Mode* als auch den *Continuous Mode* des Mobilknotens verwendet, da bewusst von unterschiedlichen Datenrahmen und Sendeintervallen abgesehen wurde. Die Auswertung der Daten erfolgt durch die administrative Instanz.

3.5 Leitstation

Zentrale Aufgabe dieser übergeordneten Instanz ist die Realisierung und Umsetzung der Ortungsalgorithmen. Sämtliche Daten der Ankerknoten werden in einer Akquirierungsphase gesammelt und im Anschluss ausgewertet (Untersuchungsphase). Da sich die vorliegende Arbeit vorrangig mit der Entwicklung und dem Test verschiedener Algorithmen beschäftigt, kann von einer Echtzeitortung abgesehen werden. Dieses Vorgehen bietet zwei wesentliche Vorteile. Zunächst werden mögliche zeitkritische Situationen, welche durch eine Echtzeitortung entstehen könnten, ausgeblendet. Darüber hinaus kann für verschiedene Untersuchungen stets die selbe Datenbasis genutzt werden. Sie gewährleistet, im Hinblick auf diverse Störeinflüsse (siehe Abschnitt 2.4), eine direkte Vergleichbarkeit der Ergebnisse und eine Bewertung der Wirksamkeit von Systemerweiterungen (siehe Kapitel 6).

Daneben übernimmt die Leitstation alle administrativen Aufgaben, die Konfiguration der Netzwerkknoten und die Datenverwaltung (RadioMap) betreffend. Ihre Aufgabenfelder lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Konfiguration der Ankerknoten
- Akquirierung der Messdaten
- Datenanalyse

Auf diese drei Hauptaufgaben soll im Folgenden näher eingegangen werden.

3.5.1 Konfiguration

Als Gegenstück zu dem Konfigurationsprogramm (IPConfig) des Ankerknotens wird eine mit Matlab (The MathWorks) erstellte Applikation verwendet. Um die sichere Zustellung der Konfigurationsdaten zu gewährleisten, erfolgt die Datenübertragung per TCP auf dem Zielport 3000. Die Anwendung übergibt neue Daten entsprechend dem schon in Abbildung 3.17 dargestellten Datenrahmen. Sie werden innerhalb des Konfigurationsspeichers des Moduls abgelegt. Nur bei gesetztem, gültigen Validierungsbyte wird dabei die neue Konfiguration nach einem Neustart übernommen. Anhand der innerhalb des TCP-Datagramms im Klartext vorangestellten Kommandowörter (10 Byte) werden dabei drei mögliche Aktionen ausgelöst:

- Konfiguration des Ankerknotens lesen
- Konfiguration des Ankerknotens schreiben
- Verbindungsabbau und Neustart des Moduls

Eine erfolgreiche Konfiguration kann durch ein erneutes Verbinden auf der nun gültigen modulspezifischen IP-Adresse erfolgen.

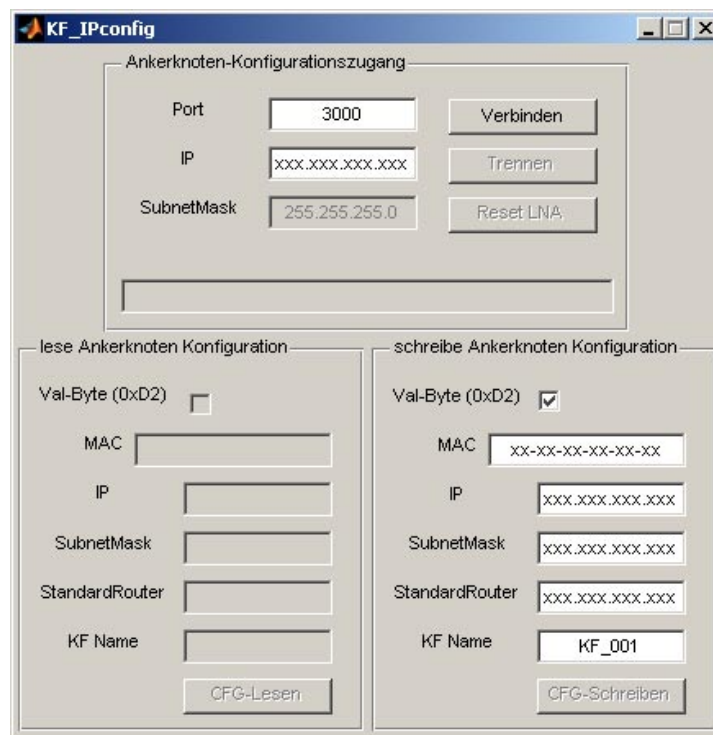


Abbildung 3.18: Konfigurationsprogramm der Ankerknoten

3.5.2 Datenaufnahme

Die Aufnahme aller Messdaten der Ankerknoten erfolgt mit Hilfe einer in *Delphi* geschriebenen Applikation (siehe Abbildung 3.19). Mehr als vier Ankerknoten wurden weder für die Indoor- noch für die Outdoor-Messungen genutzt. Wegen der Menge der kontinuierlich einlaufenden Informationen erfolgt die Datenübertragung mittels UDP-Datagrammen. Die Nutzdaten jedes Ankerknotens werden in entsprechend gekennzeichneten Dateien (Log-Dateien) mitgeschrieben. Zur Erhöhung der Lesbarkeit dieser Log-Dateien wird dabei ein manuell einstellbarer Zeilenumbruch dem Datenrahmen entspre-

chend nach acht Zeichen eingefügt. Eine Zuordnung der Daten zum *RadioMap Mode* oder *Continuous Mode* erfolgt ebenfalls manuell, da die Datenrahmen keine Unterscheidung dieser zwei Betriebsarten ermöglichen. Um auch die Restinformationen eines nicht vollständig gefüllten Datenpuffers nach Abschluss einer Messung zu übermitteln, wird ein zusätzliches Kommando verwendet. Es bewirkt zusätzlich das Schließen der gerade geöffneten Log-Dateien und das Öffnen eines neuen Satzes von Log-Dateien. Die dabei vergebenen Dateinamen enthalten einen fortlaufenden Index, der bei jeder Anforderung von Restdaten um 1 inkrementiert wird. So können beispielsweise Trainingsdaten einer Zelle mit einem entsprechenden Dateinamen verknüpft werden.



Abbildung 3.19: Programm zur Datenaufnahme

3.5.3 Datenanalyse

Die Auswertung der empirischen Daten erfolgte ebenfalls mit Matlab. Durch die Flexibilität einer Offline-Analyse erschließen sich dabei sukzessive alle Phasen des Ortungsverfahrens. Die Prozessstruktur des Basisalgorithmus ist in Abbildung 3.20 dargestellt. Es werden die zwei möglichen Pfade der Trainings- und Ortungsphase dargestellt. Von diesen wird jedoch nur der Ortungsprozess näher betrachtet. Jede Log-Datei enthält den Verlauf des AGC-Wertes an einem Ankerknoten für $\kappa = 64$ unterschiedliche Sendeleistungen. Da ein Paketempfang an einem Ankerknoten abhängig von der Entfernung

zwischen Mobil- und Ankerknoten, von externen Störeinflüssen sowie von der Sendeleistung des Mobilknotens ist, weisen diese 64 Zeitreihen sporadisch Datenlücken und damit unterschiedliche Längen auf.

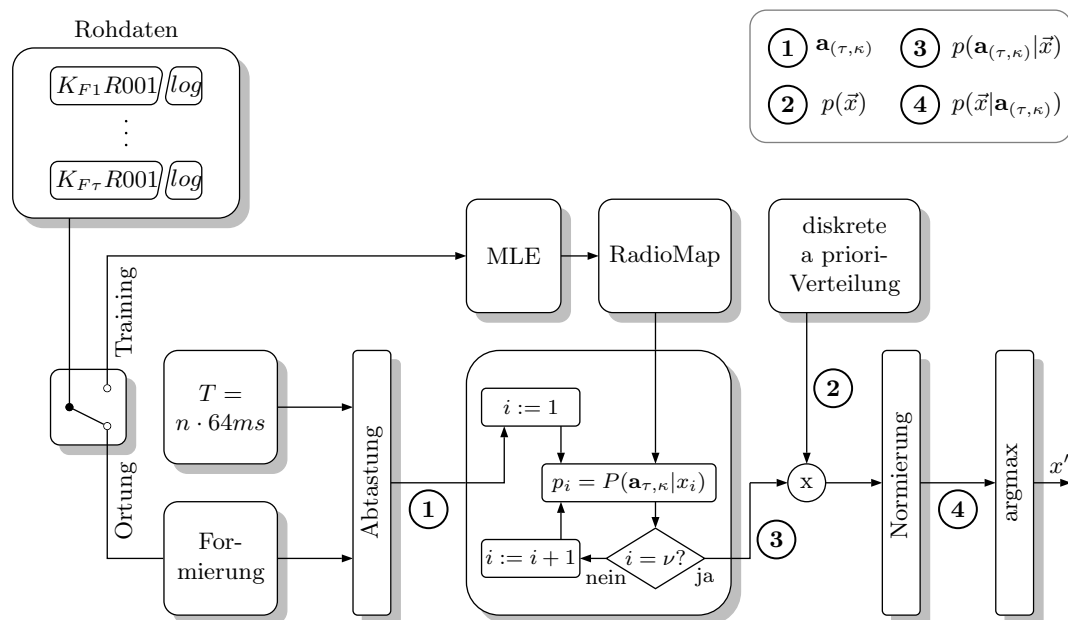


Abbildung 3.20: Ablauf des Ortungsprozesses

Für den Ortungsalgorithmus müssen die Daten der Ankerknoten jedoch einen zeitlichen Bezug zueinander besitzen. Aus diesem Grund wird zur Wiederherstellung der Chronologie der relative Sendezeitpunkt eines Paketes genutzt. Datenlücken werden mit besonderen Markern (NaN) aufgefüllt. Nach dieser Datenformierung kann durch Abtastung mit einer maximalen Abtastrate und in Vielfachen von $\kappa \cdot 1 \text{ ms} = 64 \text{ ms}$ aus dieser Struktur eine Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau, \kappa)}$ entnommen werden. Das Messwissen wird anschließend unter Nutzung der RadioMap dem Teilmodul zur Bestimmung der diskreten Likelihood-Verteilung $p(\mathbf{a}_{(\tau, \kappa)} | \vec{x})$ zugeführt. Dabei wird iterativ die Wahrscheinlichkeit des Aufenthaltes in jeder der ν Zellen berechnet. In Verbindung mit der diskreten a priori-Verteilung $p(\vec{x})$ und anschließender Normierung ergibt sich daraus die a posteriori-Verteilung $p(\vec{x} | \mathbf{a}_{(\tau, \kappa)})$. Deren Komponente mit dem maximalen Wert lässt sich unmittelbar auf die gesuchte symbolische Position x' abbilden.

Auf eine detaillierte Beschreibung der Funktionsweise sämtlicher umgesetzter Skript- und Funktionsdateien sei an dieser Stelle zu Gunsten einer Überblicksdarstellung (siehe Tabelle 3.2) verzichtet.

Tabelle 3.2: Überblick über wichtige Skript- und Funktionsdateien

Dateiname (*.m)	Dateityp	Beschreibung
analyse24h	Skript	AGC-Analyse einer Langzeitmessung
Dateianalyse_visuell	Skript	visuelle Analyse empirischer Trainingsdaten
Dateianalyse_indoor	Funktion	Fitting Rohdaten auf GAUSS-Verteilung
Create_RM_indoor	Skript	Erstellung der Indoor-RadioMap
getapost	Funktion	Berechnung der a posteriori-Verteilung anhand der a priori-Verteilung und einer Messmatrix
Eingangsfiler	Funktion	Filterdatenbank für AGC-Daten
fitrm	Funktion	erstellt interpolierte RadioMap
Ortung_real_indoor	Skript	Indoor-Ortung anhand der Pfadmessungen
Ortung_sim_indoor	Skript	Indoor-Ortung anhand der Trainingsdaten
walkdata	Funktion	Einlesen dynamischer Ortungsdaten
shortestpathmat	Funktion	Bestimmung der pfadgerechten Minimalentfernungen zw. trainierten Zellen
cellweight	Funktion	Ermittlung von Wichtungsfaktoren für in Reichweite befindliche Zellen

Kapitel 4

Datenerfassung und Auswertung

In diesem Kapitel werden erste Ergebnisse des in Kapitel 3 dargelegten Ortungsverfahrens mit der entwickelten Hardware vorgestellt. Das Verfahren wird dabei sowohl in einem Indoor-Szenario als auch in einem Outdoor-Szenario erprobt. Abschließend wird die Tauglichkeit des Ortungsprinzips in den unterschiedlichen Testumgebungen bewertet.

4.1 Indoor-Ortungsszenario

Die Untersuchung des Ortungsprinzips erfolgte auf einer Ebene innerhalb des Lehrgebäudes LG3A der Fakultät 3 der Brandenburgischen Technischen Universität Cottbus. Als begrenztes Testgebiet dienten die Räumlichkeiten des Lehrstuhls für Mikroelektronik. Dieser umfasst einen Flur sowie zehn an diesen grenzende Räume. Die Grundfläche eines Raumes beträgt im Mittel circa 20 m^2 . Abbildung 4.1 zeigt eine maßstäbliche schematische Darstellung. Während die Zellengröße eines Raumes durch seine dreidimensionale Ausdehnung definiert wird, erfolgte die Unterteilung des Flures in fünf virtuelle Einzelzellen. Dadurch wird das Untersuchungsgebiet lückenlos beschrieben; es entstehen keine „toten Zonen“. Die Einteilung dieser fünf Flurzellen orientiert sich dabei an den für einen Mobilknoten möglichen physischen Übergängen zwischen den Zellen. Sie bilden in diesem Szenario somit die Verbindungszellen gegenüberliegender Räume.

4.1.1 Vorbetrachtungen

Grundlage für eine hohe Ortungsgenauigkeit ist ein möglichst individuelles Zellentraining. Dieses drückt sich in möglichst differenten Verteilungen (Mittelwert und Varianz) aus und gewährleistet die Berechnung aussagekräftiger Likelihoods (siehe Gleichung (3.2)). Das Vorgehen bei der Erstellung der RadioMap in der Trainingsphase ist aus diesem

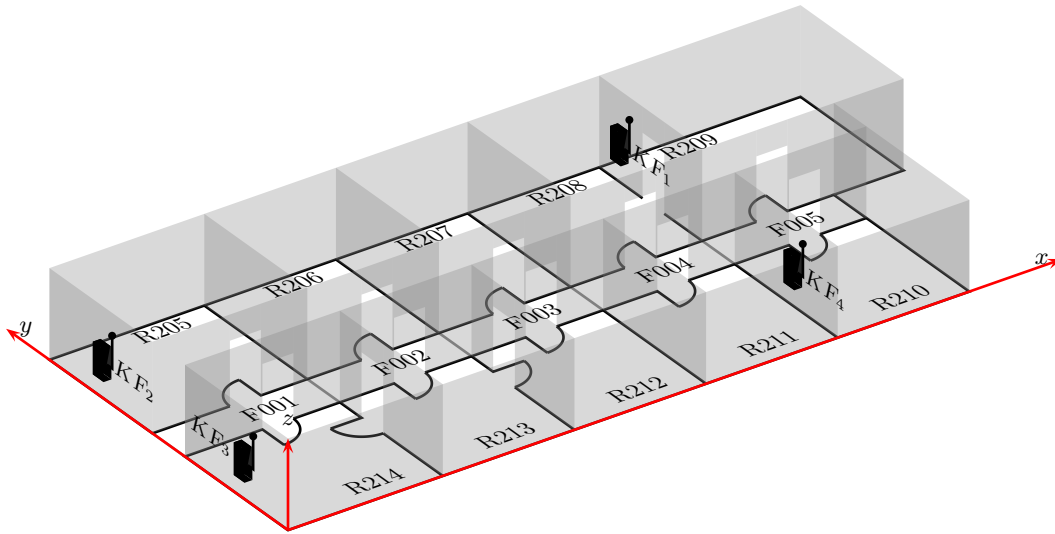


Abbildung 4.1: Schematische, räumliche Darstellung des Lehrstuhls für Mikroelektronik

Grund an verschiedene Kriterien gekoppelt, welche sich grob in zwei Gruppen einteilen lassen:

- Variante Kriterien

Bewegung von Menschen, insbesondere des Vermessers selbst,
Antennencharakteristik der Mobilknoten und
Trainingszeitpunkt

- Invariante Kriterien

Antennencharakteristik der Ankerknoten,
Einrichtungen, beispielsweise Mobiliar,
Fading,
Positionierung der Ankerknoten und
Zellengeometrie.

An dieser Stelle sei angemerkt, dass diese Einteilung keiner dogmatischen Struktur folgt, sondern einer Plausibilitätsbetrachtung entstammt. So kann eine Änderung der Gebäudeeinrichtung (Mobiliar) durchaus die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen beeinflussen und folglich als zeitvariantes Kriterium betrachtet werden. Hier soll jedoch

von der Invarianz derartiger, seltener Einflüsse ausgegangen werden, da respektive keine belastbare Datenbasis (RadioMap) für den Ortungsprozess erstellt werden kann.

Im Folgenden soll auf ausgewählte Punkte der Einteilung näher eingegangen werden. Im Ergebnis der jeweiligen Betrachtungen stehen Antworten auf die Frage, wie ein repräsentatives Zellentraining zu erreichen ist.

Antennencharakteristik der Mobilknoten

Da der Mobilknoten relativ zu den Ankerknoten beliebig ausgerichtet werden kann, sollte die Antenne eines Mobilknotens eine richtungsunabhängige (isotrope) Strahlungscharakteristik mit einem Gewinn von 0 dBi aufweisen. Ein isotroper Kugelstrahler stellt jedoch nur ein fiktives mathematisches Konstrukt dar, sodass in Annäherung an diesen Idealfall $\lambda/2$ -Strahler ohne horizontale Richtwirkung genutzt wurden. Damit kann für den betrachteten Fall einer 2D-Ortung der Einfluss des Horizontalwinkels φ vernachlässigt werden, sofern die Antenne vertikal ausgerichtet wird (siehe Abbildung 4.2). Aus den

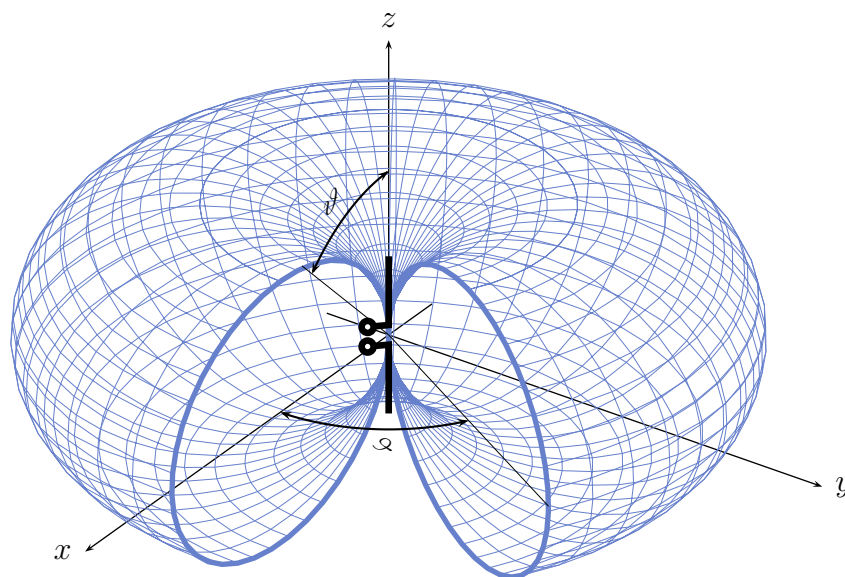


Abbildung 4.2: Strahlungscharakteristik eines $\lambda/2$ -Dipols

Betrachtungen geht ebenfalls der mögliche Einfluss des vertikalen Versatzes eines Mobilknotens auf die Ortungsgenauigkeit hervor. Aus diesem Grund wird eine Ortung des Mobilknotens auf der durch das Training definierten Ebene durchgeführt. Sie wurde auf die halbe Zellenhöhe von 1,4 m festgelegt.

Antennencharakteristik der Ankerknoten

Jede Richtcharakteristik der Antennen der statisch in die Gebäudestruktur integrierten Ankerknoten führt zu einer ungleichmäßigen Ausleuchtung des Untersuchungsgebietes. Dieser Effekt wirkt sich sowohl positiv als auch negativ auf die Trainingsphase aus.

Ein Datenempfang aus Zellen, welche innerhalb der Hauptkeule(n) der Strahlungscharakteristik liegen, ist wahrscheinlicher, als ein Datenempfang außerhalb dieser Vorzugsrichtung. Die Verwendung von Richtantennen fördert damit ein (gewünschtes) individuelles Zellentraining.

Andererseits müssen die Zonen abseits der Hauptkeule(n) durch zusätzliche Ankerknoten kompensiert werden, um eine gleichmäßige Ausleuchtung zu gewährleisten. Dieser ökonomische Mehraufwand kann durch Verwendung omnidirektionaler Antennen verringert werden.

Für die Ankerknoten wurden $\lambda/2$ -Strahler mit einer horizontalen omnidirektionalen Strahlungscharakteristik verwendet. Sie gleichen denen der Mobilknoten.

Bewegung von Menschen

Die Bewegung von Menschen innerhalb des Untersuchungsbereiches stellt einen dominanten Störeinfluss dar. Während der zwei Phasen des Ortungsverfahrens absorbiert der Vermesser selbst einen von Abstand und Ausrichtung zu den Knoten abhängigen Teil der Strahlungsenergie des Mobilknotens und beeinflusst damit ungewollt das Zellentraining sowie die Ortungsgenauigkeit. Dieser Effekt kann prinzipbedingt nicht vermieden, jedoch dessen Einfluss gleichermaßen auf jedes Zellentraining verteilt werden. Bedingung dafür ist eine wechselnde Position und Ausrichtung des Vermessers während der Trainingszeit von 64s innerhalb der Zelle relativ zu den Ankerknoten. An dieser Stelle fließen auch die Ergebnisse des RADAR-Ortungssystems in die Betrachtungen ein (siehe Abschnitt 2.3.1). Die Autoren zeigten, dass sich eine Verschmelzung von Signalstärkekarten bezüglich unterschiedlicher Ausrichtungen des Mobilknotens nur geringfügig auf die Ortungsgenauigkeit auswirkt und damit die Fusion dieser Karten rechtfertigt.

Eng verknüpft mit dem Einfluss von Personen auf das Training ist der Trainingszeitpunkt. Aus einer Plausibilitätsbetrachtung folgernd, wird eine große Anzahl von Personen innerhalb des Untersuchungsbereiches in Abhängigkeit ihrer momentanen Standorte die Verteilungen der AGC-Werte an den Ankerknoten beeinflussen. Diese temporären

Fluktuationen sollten jedoch nicht in die statische Signalstärkekarte einfließen, da diese als Bezugssystem der Ortungsphase dient. Um diesen Einfluss zu verringern wurde ein Trainingszeitpunkt gewählt, der außerhalb der regulären Arbeitszeit lag.

Zellengeometrie

Zentrale Aufgabe des Zellentrainings ist die Erstellung repräsentativer AGC-Verteilungen an den Ankerknoten. Der individuelle Trainingsort innerhalb einer Zelle hängt jedoch maßgeblich von der Ausbreitung der EM-Wellen, der Platzierung der Ankerknoten, den Materialbeschaffenheiten des Gebäudes, den installierten Einrichtungen und Geräten, der Zellengeometrie sowie von Inter- und Intrasystembeeinflussungen ab und fällt damit in der Regel nicht mit dem geometrischen Zentrum einer Zelle zusammen. In Ermangelung der Kenntnis dieses Ortes wird der Mobilknoten in der Trainingsphase über der Zellenfläche bewegt. Dieser Messablauf wird zusätzlich mit der erforderlichen Änderung der Position des Vermessers kombiniert.

Die erforderliche Bewegung des Mobilknotens während des Zellentrainings erklärt rückblickend den Paketsendeprozess des *RadioMap Mode* (siehe Abbildung 3.9 auf Seite 64). Dabei wird der komplette Sendeleistungsbereich ($\kappa = 64$) 1000 mal durchfahren. Die ausgesandten Pakete einer Sendeleistung werden demnach durch die Knotenbewegung während des Trainings von 64 s im Abstand von $\kappa \cdot 1 \text{ ms} = 64 \text{ ms}$ von unterschiedlichen Positionen und bei unterschiedlichen Ausrichtungen versandt. Würden alle Pakete einer Sendeleistung unmittelbar hintereinander versandt werden, entstünde ein punktuell, quasistationäres Zellentraining in einem zeitlichen Raster von $1000 \cdot 1 \text{ ms} = 1 \text{ s}$ für jede der κ Sendeleistungen.

Platzierung der Ankerknoten

Die Platzierung der Ankerknoten unterliegt grundsätzlich den drei räumlichen Freiheitsgraden. Die Antennencharakteristik (siehe Abbildung 4.2) erfordert für den Mobilknoten eine mit der Trainingsebene identische Ortungsebene. Sie wurde auf die halbe Zellenhöhe von 1,4 m festgelegt. Aus der Antennencharakteristik lässt sich ebenfalls erkennen, dass die Wahrscheinlichkeit eines Paketempfangs an den Ankerknoten in der Trainingsebene am größten ist. Alle Ankerknoten wurden aus diesem Grund mit vertikaler Antennenausrichtung in der Höhe von 1,4 m installiert. Durch diese Anordnung wird die Distanz zu den Zellendecken und Zellenböden maximiert.

Der Abstand der Knoten innerhalb dieser definierten Ebene orientiert sich an der individuellen Kommunikationsreichweite innerhalb des Gebäudes bei maximaler Sendeleistung. Sie wurde vor Beginn der Trainingsphase empirisch bestimmt und beträgt im Mittel circa 30 m. Dieses Kriterium schränkt jedoch weder die notwendige Anzahl der Knoten noch die Anzahl ihrer möglichen Anordnungen ein. Die gewählte Anzahl und Anordnung der Ankerknoten in Abbildung 4.1 kann somit erst im Anschluss an die Trainingsphase bewertet werden. Jedoch wurde bei der Installation der Ankerknoten auf eine Überlappung der Einzugsbereiche der Funkreichweiten, einen Netzwerk-Zugang und entsprechenden Abstand zu Einrichtungsgegenständen gehalten, welche die Strahlungscharakteristik a priori negativ beeinflussen (beispielsweise Stahlschränke).

4.1.2 Trainingsergebnisse

Abbildung 4.3 zeigt ein empirisches Einzeltraining der Zelle R208 an K_{F1} für zwei Sendeleistungen ($k_1 = 8 \hat{=} -29,33$ dBm, $k_2 = 64 \hat{=} 0$ dBm). Sie bestätigen visuell die Annahme

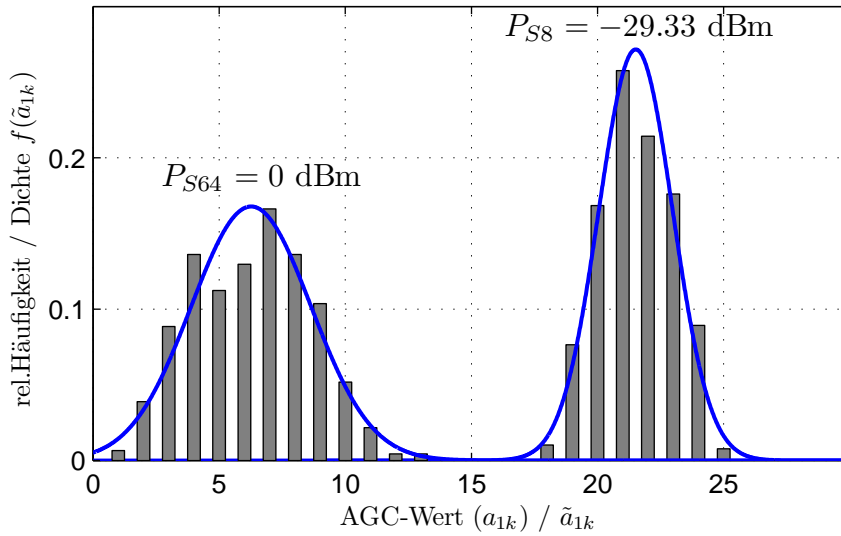


Abbildung 4.3: Einzeltraining der Zelle R208 bei verschiedenen Sendeleistungen

der GAUSS-verteilten Messwerte und legitimieren dadurch den Fitting-Prozess. Während des Trainings befand sich der Mobilknoten innerhalb der Zelle, in der ebenfalls K_{F1} installiert wurde. Die Anpassungen der GAUSS-Verteilungen $f(\tilde{a}_{1k})$ ergaben mit einem Konfidenzintervall von 95 % die in Tabelle 4.1 gelisteten Werte. Die sich anschließenden

Tabelle 4.1: Parameter eines Einzeltrainings

k	P_S	Mittelwert	Standardabweichung
8	-29,33 dBm	21,51	1,47
64	0 dBm	6,26	2,38

Betrachtungen werten die Trainingsergebnisse der Indoor-Umgebung unter folgenden Gesichtspunkten aus:

- Analyse eines vollständigen Zellentrainings,
- Einfluss der Umgebung auf die Paketempfangswahrscheinlichkeit ,
- Langzeitverhalten des AGC-Gain.

Vollständiges Zellentraining

Ausgehend von dem prinzipiellen Verfahren der Anpassung der kontinuierlichen Verteilungen an die diskreten Daten zeigen die Abbildungen 4.4 ein vollständiges Zellentraining der Zelle R205. Sie veranschaulichen die Abhängigkeit der Sendeleistung des Mobilknotens von den kontinuierlichen AGC-Verteilungen. Die empirischen Ergebnisse zeigen deutlich die erwartete Tendenz zu AGC-Verteilungen mit höheren Mittelwerten bei sinkender Sendeleistung des Mobilknotens.

Unterhalb einer bestimmten Sendeleistung ist ein Paketempfang für den Ankerknoten selbst bei maximaler Verstärkung nicht mehr möglich. Diese Schwelle ist zellenspezifisch. Vorrangig an der oberen Verstärkungsgrenze tritt zudem eine Verjüngung (sinkende Standardabweichung) der AGC-Verteilungen auf. Sie ist auf die Paketempfangswahrscheinlichkeit zurückzuführen. Diese wird in Folge sich verschlechternder Empfangsbedingungen durch eine sinkende Sendeleistung ebenfalls abnehmen. Die Datenbasis für den sich anschließenden Fitting-Prozess ist folglich von geringerem Umfang, sodass sich dessen Ergebnis in einer abnehmenden Streuung äußert. Neben der natürlichen Grenze für den Paketempfang können ebenfalls Trainingslücken, vornehmlich bei hohen AGC-Werten, entstehen (siehe Abbildung 4.4 a). Auch sie sind auf die sinkende Paketempfangswahrscheinlichkeit zurückzuführen.

Die Nichtlinearität der Verteilungsparameter über der Sendeleistung ist ein Charakteristikum der verwendeten Transceiver und seiner externen Beschaltung. Sie tritt ver-

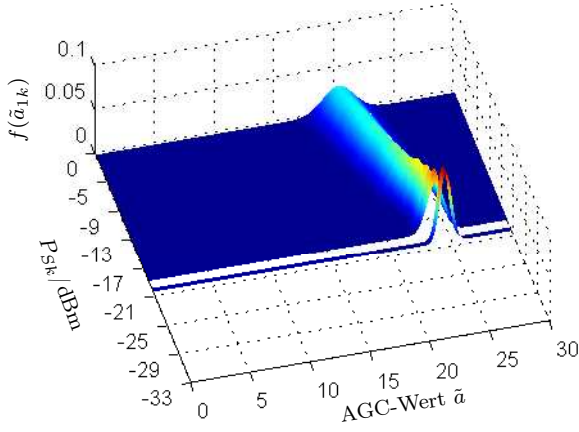


Abbildung 4.4 a: Training an K_{F1}

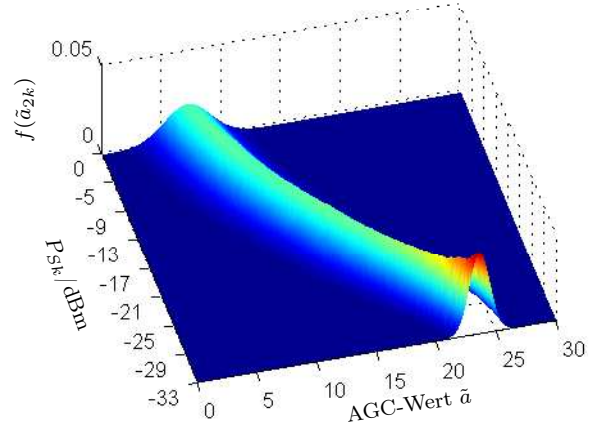


Abbildung 4.4 b: Training an K_{F2}

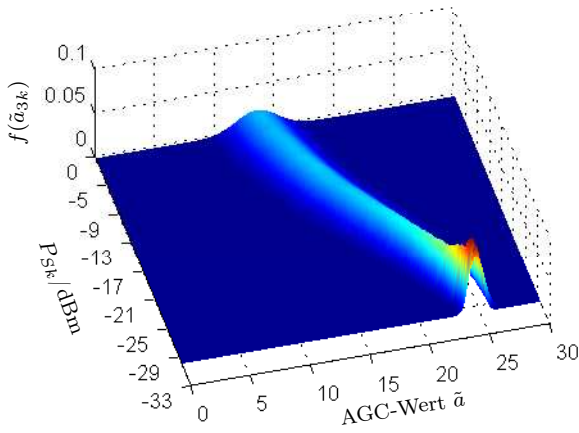


Abbildung 4.4 c: Training an K_{F3}

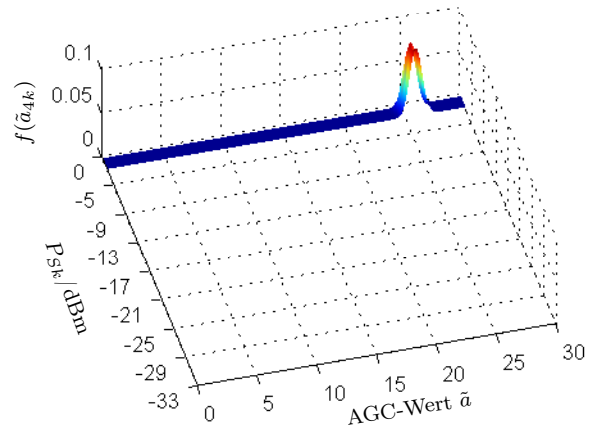


Abbildung 4.4 d: Training an K_{F4}

Abbildung 4.4: Vollständiges Training der Zelle R205

stärkt an den Sendeleistungsgrenzen auf. In Ermangelung genauer Informationen über den internen Regelprozess der AGC-Stufe eines Transceivers wird die sich abzeichnende Charakteristik als gegeben vorausgesetzt. Ihre Form ist für den Ortungsalgorithmus unerheblich.

Paketempfangswahrscheinlichkeit

Unabhängig von den individuellen kontinuierlichen AGC-Verteilungen des Trainings bei jeder der κ Sendeleistungen kann die zellenspezifische Paketempfangswahrscheinlichkeit für jeden der vier Ankerknoten bestimmt werden. Sie entspricht dem Verhältnis der Anzahl n_E empfangener Pakete zu der Anzahl n_S der gesendeten Pakete. Für das Indoor-Szenario wurden pro Sendeleistung 1000 Pakete versandt. Abbildung 4.5 zeigt den Verlauf der Empfangswahrscheinlichkeit in Zelle R208 über der Sendeleistung P_{Sk} . Die ab-

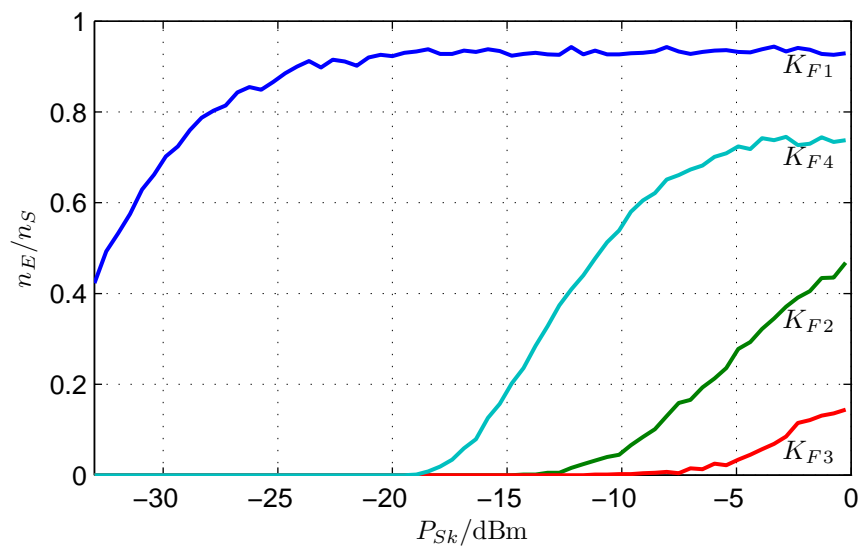


Abbildung 4.5: Paketempfangswahrscheinlichkeit in der Zelle R208

solute Lage sowie die jeweilige Ausprägung der Kurvenformen ist dabei ebenso wie die AGC-Verteilung ein zellencharakteristisches Merkmal. Unterhalb einer kritischen Sendeleistung werden keine Daten des mobilen Knotens empfangen. Oberhalb dieser individuellen Schwelle steigt die Paketempfangswahrscheinlichkeit erwartungsgemäß bis zu einem Maximalwert an. Der Sättigungswert liegt für den Knoten K_{F1} bei circa 95 %. Dieser Wert liegt geringfügig unterhalb des theoretischen Maximums von mehr als 99 % (siehe

Abschnitt 3.3.2). Er ist auf einen durch die Ausbreitungscharakteristik der EM-Wellen innerhalb des Gebäudes bedingten Paketverlust in der Funkebene zurückzuführen. Der hohe Maximalwert bestätigt zudem die Tauglichkeit der Datenübertragung in der Netzwerkebene mittels UDP-Datagrammen. Ein kollisionsbedingter Paketverlust kann damit als nicht signifikant bezeichnet werden.

Langzeitverhalten des AGC-Gain

Neben den Analysen des Trainingsprozesses wurde zudem das Langzeitverhalten des AGC-Wertes untersucht. Abbildung 4.6 zeigt exemplarisch eine Messung des AGC-Wertes über einem Zeitraum von 24 h an Ankerknoten K_{F1} bei maximaler Sendeleistung innerhalb der Zelle R208. Die hohe Sendeleistung gewährleistet eine lückenlose und vollständige

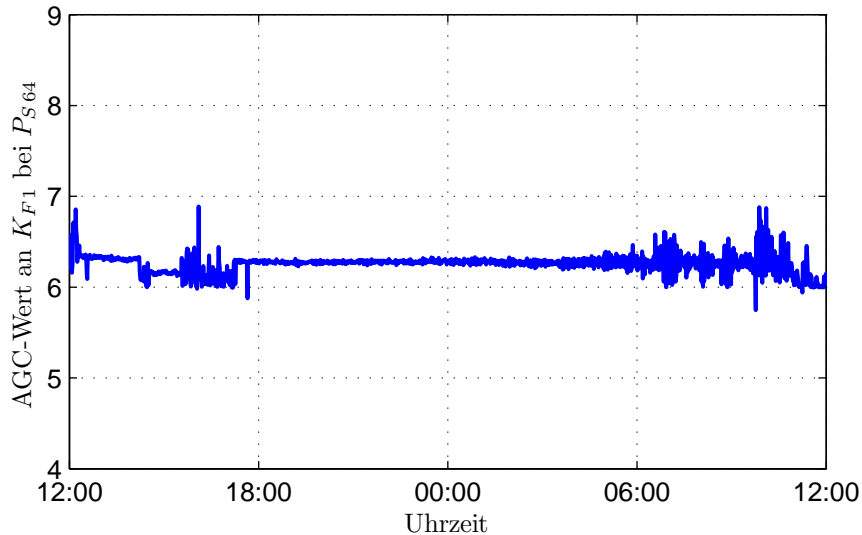


Abbildung 4.6: Langzeitverhalten des AGC-Gain

dige Messung. Die Position des im *Continuous Mode* sendenden Mobilknotens wurde während der Messung nicht variiert. Ein Datenpunkt des Diagramms repräsentiert den Mittelwert aller Messwerte während einer Minute (maximal 60 000 ms/64 ms \approx 937). Die hohe Sendeleistung und der geringe Abstand zwischen Sender und Empfänger sind verantwortlich für einen geringen durchschnittlichen AGC-Wert von $\overline{\text{AGC}} \approx 6,2$. Die Langzeitmessung zeigt keine signifikante Drift des AGC-Wertes. Dieses Ergebnis stützt die Annahme einer zeitinvarianten RadioMap und legitimiert damit das zweiphasige Ortungsprinzip.

Zwischen 18:00 Uhr und 06:00 Uhr schwankt der AGC-Wert ausgehend vom Mittelwert um $\pm 1/2$ LSB. Diese Charakteristik reflektiert das Auflösungsvermögen der Automatic-Gain-Stufe und wird ebenfalls durch die zellenspezifische Trainingsverteilung $f(\tilde{a}_{jk})$ erfasst. Vor 18:00 Uhr und nach 06:00 Uhr sind deutlich größere Schwankungen des AGC-Wertes zu erkennen und auf den Einfluss der Bewegung von Personen innerhalb des Untersuchungsgebietes zurückzuführen. Die beobachteten Fluktuationen bestätigen die vermuteten Änderungen der Ausbreitungsbedingungen für die EM-Wellen (siehe Abschnitt 4.1.1). Sie werden jedoch im Rahmen des vorgestellten Verfahrens nicht berücksichtigt.

4.1.3 Ortungsgenauigkeit

Zur Bewertung der Ortungsqualität werden zwei unterschiedliche Maße verwendet:

- Absoluter Ortungsfehler E_a
- Mittlerer Entfernungsfehler E_m

Der absolute Ortungsfehler E_a leitet sich direkt aus der diskreten a posteriori-Verteilung $p(\vec{x}|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$ ab. Entspricht der wahre symbolische Aufenthaltsort x_w nicht der durch das Maximum a posteriori-Kriterium geschätzten Position x' , liegt eine Fehlortung vor. Das Verhältnis der Anzahl der Fehlortungen zur Menge der durchgeführten Ortungsversuche ergibt den absoluten Ortungsfehler E_a . Der Term $1 - E_a$ stellt im Umkehrschluss ein Maß für die absolute Ortungsgenauigkeit dar. Er kann als Trefferquote in Bezug auf die wahre Position interpretiert werden.

Die Wahrscheinlichkeiten für den Zellaufenthalt bleiben durch das Maximum-Kriterium jedoch unberücksichtigt (siehe Abbildung 4.7).

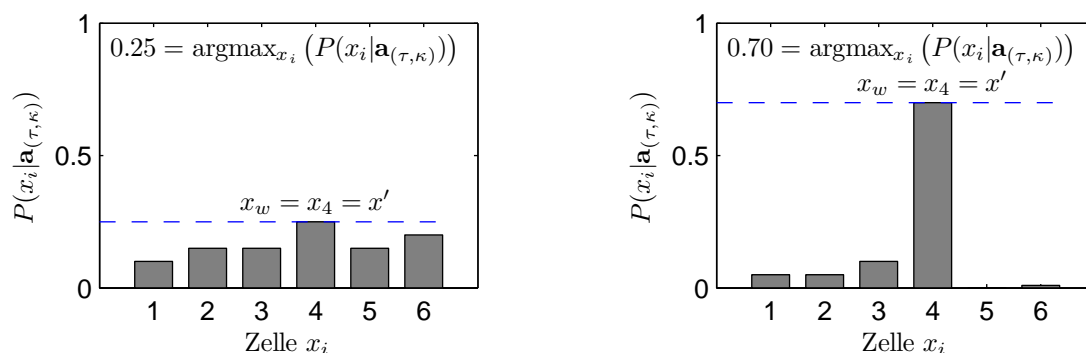


Abbildung 4.7: Vergleich der Qualität zweier simulierter Ortungen

Obwohl es sich bei beiden dargestellten Fällen um eine korrekte Positionsschätzung handelt, ist die Qualität der rechts dargestellten Ortung augenscheinlich größer als die der links dargestellten. Die unterschiedlichen Ortungsqualitäten werden durch den mittleren Entfernungsfehler E_m erfasst. Dazu werden die euklidischen Distanzen zwischen der Zelle x_w des wahren Aufenthaltes und allen ν Zellen durch die diskreten Aufenthaltswahrscheinlichkeiten gewichtet und im Anschluss summiert. Durch eine anschließende Normierung dieses Skalars definiert sich der mittlere Entfernungsfehler E_m .

Die erforderlichen Distanzen können der quadratischen Distanzmatrix \mathbf{D} als Zeilenvektor $\vec{d}(w)$ entnommen werden. Der Parameter w kennzeichnet sowohl die Zelle x_w des wahren Aufenthaltes, als auch die Zeile w der Distanzmatrix.

$$\mathbf{D}_{(\nu,\nu)} = \begin{pmatrix} 0 & \|x_1 - x_2\|_2 & \dots & \|x_1 - x_\nu\|_2 \\ \|x_2 - x_1\|_2 & 0 & \dots & \|x_2 - x_\nu\|_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \|x_\nu - x_1\|_2 & \|x_\nu - x_2\|_2 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Da die Koordinaten der Zellen invariant sind, kann die Distanzmatrix zur Einsparung von Rechenzeit einmalig offline erstellt werden. Damit ergibt sich der mittlere Entfernungsfehler nach Gleichung (4.2).

$$E_m = \frac{\vec{d}(w) \cdot p(\vec{x}|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})}{\sum_{i=1}^{\nu} P(x_i|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})} = \vec{d}(w) \cdot p(\vec{x}|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}) \quad (4.2)$$

Der Normierungsschritt entfällt, da die Summenwahrscheinlichkeit der diskreten a posteriori-Verteilung durch Gleichung (3.6) bereits auf den Wert 1 normiert wurde (siehe Kapitel 3, Seite 57).

Während der absolute Ortungsfehler eine dimensionslose Größe darstellt, wird der mittlere Entfernungsfehler in einem Distanzmaß (Meter) angegeben. Erst dadurch kann eine entfernungsabhängige kumulative Verteilungsfunktion (engl. Cumulative Distribution Function (CDF)) erstellt werden.

4.1.4 Fehlende Messdaten

Die Berechenbarkeit der Likelihoods jeder Sendeleistung unterliegt zwei wesentlichen Kriterien:

- Die Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ muss nach der Abtastung vollständig mit Messwerten gefüllt sein.
- Für jede Sendeleistung und jeden Ankerknoten muss ein Trainingsdatensatz existieren.

Diese beiden Bedingungen lassen sich in der Regel nicht einhalten. So geht bereits aus einem in Abbildung 4.4 dargestellten vollständigen Zellentraining hervor, dass insbesondere bei geringen Sendeleistungen häufig keine Trainingsdaten vorliegen. Ebenso können auf den Messprozess wirkende Störungen zu einer lückenhaften Messmatrix in der Ortungsphase führen. In beiden Fällen schlägt die Berechnung der jeweiligen Likelihoods $P(a_{jk}|x_i)$ fehl. Da mit der Annahme der statistischen Unabhängigkeit jedoch sämtliche Likelihoods aller Sendeleistungen einer Zelle multiplikativ verknüpft werden (siehe Gleichung (3.9)), müssen auch die unberechenbaren Likelihoods durch einen Zahlenwert dargestellt werden. Tabelle 4.2 zeigt einen Ausschnitt der Likelihood-Matrix mit unberechenbaren Likelihoods. Die naheliegende Substitution der NaN-Werte durch den Wert 1 würde zwar die Berechnung jedes Zeilenproduktes ermöglichen (ergibt gesamtes Likelihood einer Zelle), jedoch auch die diskrete Likelihood-Verteilung der betreffenden Sendeleistung (Spalte) ändern. Fortan wäre die Wahrscheinlichkeit des Zellaufenthaltes (bei gleichverteilter a priori-Verteilung) in den Zellen, für welche eine Likelihood-Berechnung fehlschlägt, größer, als in den Zellen mit vorliegenden Messdaten. Dieses unglaubliche Ergebnis legt den Schluss nahe, die nicht berechenbaren Likelihoods durch Werte zu substituieren, die maximal so groß sind wie die kleinsten berechenbaren Likelihoods einer Sendeleistung. Für die weiteren Betrachtungen wird dieser Wert auf *die Hälfte des kleinsten berechenbaren Likelihoods* einer Sendeleistung festgelegt. Die in den Spalten der Tabelle 4.2 auftretenden NaN-Werte werden somit durch die Werte der letzten Zeile (Substitution) ersetzt. Mit dieser Definition wird wie gefordert die Wahrscheinlichkeit des Aufenthaltes bei dem Fehlen von Messdaten in der betreffenden Zelle kleiner als jede berechenbare Wahrscheinlichkeit.

Tabelle 4.2: Ausschnitt aus einer Likelihood-Matrix mit unberechenbaren Likelihoods

Zelle	$P_{Sk=31}$	$P_{Sk=32}$	$P_{Sk=33}$	$P_{Sk=34}$
R205	0.0508	0.0428	0.0559	0.0321
R206	0.0006	0.0020	0.0009	0.0003
R207	0.0010	0.0023	0.0008	0.0112
R208	NaN	NaN	NaN	NaN
R209	NaN	NaN	NaN	NaN
R210	NaN	NaN	NaN	NaN
R211	NaN	NaN	NaN	0.0002
R212	0.2942	0.2944	0.0010	0.2886
R213	0.0001	0.0021	0.0004	0.0010
R214	0.0020	0.0001	0.0050	0.0009
F001	0.0011	0.0014	0.0011	0.0005
F002	0.0001	0.0001	0.0017	0.0010
F003	0.0009	0.0010	0.0010	0.0003
F004	0.0033	0.0051	0.0100	0.0080
F005	0.0001	0.0005	0.0006	0.0070
Substitution	0.00005	0.00005	0.0002	0.00015

4.1.5 Ortungsergebnisse

Die nachfolgenden Ausführungen geben einen ersten Einblick in die Genauigkeit des Ortungsalgorithmus. Im Mittelpunkt der Betrachtungen steht dabei vor allem die Trefferhäufigkeit bei korrekter respektive fehlerhafter Zellenauswahl. Dazu werden, ausgehend von den empirischen Daten, voneinander unabhängige, einzelne Ortungsversuche mit Hilfe vorliegender Messmatrizen $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ durchgeführt. Dabei wurden die Ergebnisse zusätzlich unter verschiedenen Kriterien wie

- Höhenvariation des Mobilknotens,
- Antennenausrichtung und
- Hardwarestreueung

näher beleuchtet. Ohne Berücksichtigung eines möglichen Vorwissens über den Aufenthalt des Mobilknotens wird a priori von einer Gleichverteilung ausgegangen. Eine zeitli-

che Abhängigkeit aufeinanderfolgender Ortungen wird zunächst ebenfalls nicht berücksichtigt. Diese Randbedingungen richten somit den Fokus auf den Algorithmus zur Berechnung der Likelihoods $P(\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}|x_i)$.

Simulierte Ortung

Zur Bewertung der Ortungsqualität nach Abschnitt 4.1.3 ist, unabhängig von dem verwendeten Gütemaß, die Kenntnis der wahren Position x_w des Mobilknotens K_M erforderlich. Die Anwendung der zellenspezifischen Trainingsdaten auf die Ortungsphase erfüllt diese Bedingung, sodass eine Verifikation des Ortungsverfahrens möglich wird.

Tabelle 4.3: Ergebnisse der simulierten Ortung

Zellen- nummer i	Zellenname	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
1	R205	28 %	72 %
2	R206	13 %	87 %
3	R207	25 %	75 %
4	R208	10 %	90 %
5	R209	24 %	76 %
6	R210	27 %	73 %
7	R211	43 %	57 %
8	R212	35 %	65 %
9	R213	23 %	77 %
10	R214	14 %	86 %
11	F001	13 %	87 %
12	F002	24 %	76 %
13	F003	41 %	59 %
14	F004	39 %	61 %
15 = ν	F005	22 %	78 %
$\frac{1}{15} \cdot \sum$		25,4 %	74,6 %

Den Log-Dateien der Ankerknoten werden dazu zufällig zellenspezifische Messdaten mit einer Fensterbreite von 64 ms entnommen. Sie bilden eine Messmatrix $\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)}$ der $\tau = 4$ Ankerknoten und $\kappa = 64$ Sendeleistungen. Die Relation der Messwerte der Ankerknoten zu-

einander erfolgt dabei paketgenau anhand der Relativzeit t_{K_M} des Mobilknotens. Tabelle 4.3 zeigt den zellenspezifischen absoluten Ortungsfehler. Für jede Zelle wurden $n = 300$ Ortungsversuche durchgeführt. Bezogen auf das gesamte Indoor-Untersuchungsgebiet lieferten 3357 von $15 \cdot 300 = 4500$ Ortungsversuche (entsprechen 74,6 %) ein korrektes Ergebnis. Die simulierte Ortung durch die Trainingsdaten selbst liefert damit einen ersten Anhaltspunkt der zu erwartenden Ortungsgenauigkeit unter realen Bedingungen.

Reale Ortung

In einem realen Ortungsszenario lässt sich aufgrund der nicht deterministischen Bewegung des Mobilknotens dessen wahre Position x_w nur bedingt angeben. Sie ist jedoch ein erforderliches Bezugsmaß zur Bewertung der Ortungsqualität. Aus diesem Grund wurde ein Referenzpfad für alle folgenden Analysen innerhalb des Untersuchungsgebietes definiert (siehe Abbildung 4.8). Die während der Bewegung aufgezeichneten Messdaten enthalten damit wechselnde Zellaufenthalte. Die wahre Position x_w wurde dabei anhand manuell eingefügter Marker $M_1 \dots M_{23}$ bestimmt, welche jeweils an den Zellengrenzen abgesetzt wurden. Die Messzeit betrug circa 2,5 Minuten. Bei einer anschließenden Ab-

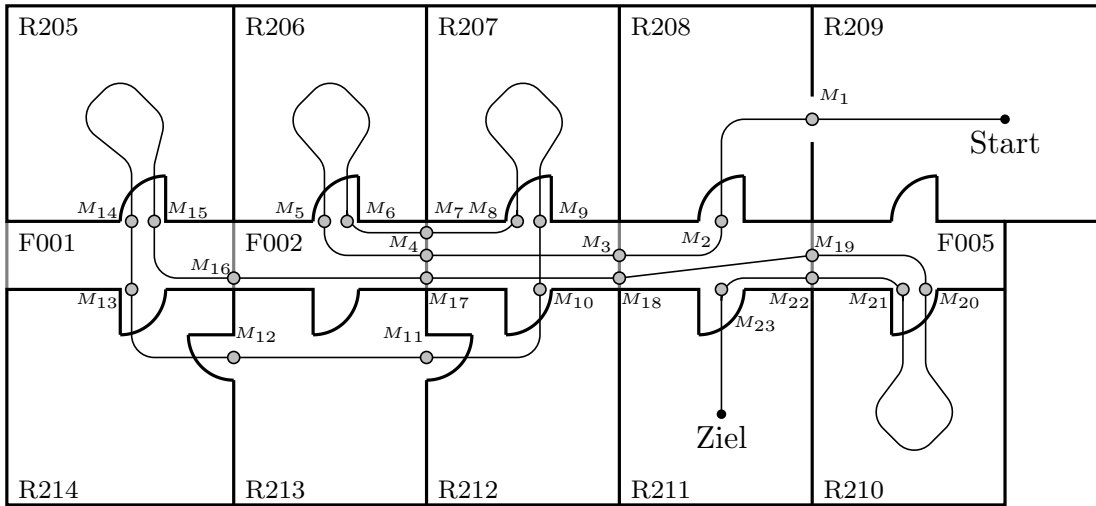


Abbildung 4.8: Grundriss des Lehrstuhls mit Referenzpfad und Markern

tastung des dabei aufgezeichneten Datenstromes mit einer Rate von $1/64 \text{ ms} = 15,625 \text{ Hz}$ konnten im Mittel 2343 Messmatrizen $\mathbf{a}_{(\tau, \kappa)}$ zur Ermittlung der absoluten Fehlortungen E_a sowie der absoluten Ortungsgenauigkeit $1 - E_a$ herangezogen werden. Tabelle 4.4 zeigt

die absoluten Ortungsfehler dreier unabhängig voneinander durchgeführter Pfadmessungen. Der Mobilknoten befand sich dabei innerhalb der Trainingsebene auf einer Höhe von $z = 1,4\text{ m}$. Durchschnittlich konnte durch das Maximum a posteriori-Kriterium in fast

Tabelle 4.4: Ortungsgenauigkeit während der Pfadmessung

Durchgang	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
1	26 %	74 %
2	27 %	73 %
3	27 %	73 %
$\frac{1}{3} \cdot \sum$	26,7 %	73,3 %

3/4 aller Ortungsversuche (73,3 %) die korrekte Zelle ermittelt werden. Dieser Wert liegt nahe an dem durch die simulierte Ortung (siehe Tabelle 4.3) bestimmten Wert von 74,6 % und bestätigt damit die Anwendbarkeit der Trainingsdaten auf reale Ortungsdaten.

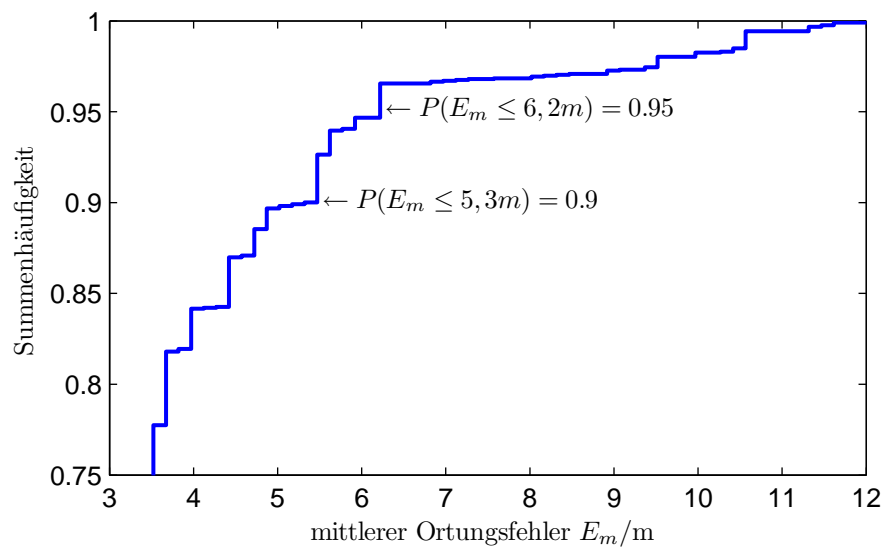


Abbildung 4.9: Summenhäufigkeit des mittleren Entfernungsfehlers im Indoor-Bereich

Abbildung 4.9 zeigt zudem die kumulative Verteilungsfunktion des mittleren Entfernungsfehlers E_m . Mit einer Wahrscheinlichkeit von 90 % liegt dieser unterhalb von 5,3 m. Dieser Wert entspricht näherungsweise dem euklidischen Abstand zwischen zwei Nachbarzellen.

Ein nach dem vorgestellten Prinzip arbeitendes Ortungsverfahren wird demnach selbst im Falle einer Fehlortung mit hoher Wahrscheinlichkeit eine unmittelbar an die wahre Zelle x_w grenzende Zelle auswählen.

Höhenvariation des Mobilknotens

Ausgehend von den Ergebnissen der absoluten Ortungsgenauigkeit in Höhe der Trainingsebene für eine lotrechte Antennenausrichtung ($\vartheta = 0^\circ$), wurde zusätzlich die Abhängigkeit der Trefferquote von der Mobilknotenhöhe untersucht. Dazu wurde dieser entlang des Referenzpfades auf den in Tabelle 4.5 gelisteten, unterschiedlichen Höhen bewegt. Es wurden je zwei unabhängige Messungen für eine Knotenhöhe bei $\vartheta = 0^\circ$ durchgeführt. Die RadioMap des Trainings der Höhe $z = 1,4\text{ m}$ diente dabei als Ausgangspunkt für die Berechnungen in der Ortungsphase. Die Höhenangaben beziehen sich auf das in Abbildung 4.1 dargestellte Koordinatensystem. Die Trainingsebene liegt bei $z = 1,4\text{ m}$. Unter Berücksichtigung der symmetrischen Strahlungscharakteristik der

Tabelle 4.5: Variation der Höhe des Mobilknotens

Knoten- höhe	Durchgang	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
1,0 m	1	44 %	56 %
1,0 m	2	42 %	58 %
1,2 m	1	32 %	68 %
1,2 m	2	31 %	69 %
1,4 m	1	26 %	74 %
1,4 m	2	27 %	73 %
1,6 m	1	29 %	71 %
1,6 m	2	29 %	71 %
1,8 m	1	30 %	70 %
1,8 m	2	27 %	73 %

Antennen hätte eine, ausgehend von der Höhe der Trainingsebene (1,4 m), ähnliche Abnahme der Ortungsgenauigkeit in beide Richtungen erwartet werden können. Hingegen zeigte sich eine deutliche Verschlechterung (maximal 18 %) für Knotenhöhen unterhalb der Trainingsebene im Gegensatz zu Ortungsebenen oberhalb der Trainingsebene (maximal 4 %). Auch dieses Ergebnis ist eine direkte Folge der gebäudespezifischen unter-

schiedlichen Ausbreitungseigenschaften der EM-Wellen. So kann von stärkeren diffusen Reflexionen und dadurch bedingten Fading-Effekten in der Nähe der Zellenböden durch entsprechende Einrichtungsgegenstände ausgegangen werden. Dazu zählen vorrangig Büromöbel wie Schreibtische, Stühle sowie andere Kleinmöbel.

Antennenausrichtung

Die Strahlungscharakteristik der verwendeten Antennen (siehe Abbildung 4.2) legt den Schluss nahe, dass unterschiedliche Antennenausrichtungen in Trainings- und Ortungsphase zu Ortungsfehlern führen werden. Zur Überprüfung dieser Annahme wurde der Mobilknoten entlang des Referenzpfades (siehe Abbildung 4.8) unter verschiedenen Vertikalwinkeln ϑ relativ zur Trainingsebene bewegt und im Anschluss die absolute Ortungsgenauigkeit ermittelt. Für jeden Winkel wurden zwei unabhängige Messungen durchgeführt. Als Referenz für die Ortungsphase dient dabei die RadioMap, welche unter $\vartheta = 0^\circ$ und $z = 1,4$ m erstellt wurde. Tabelle 4.6 zeigt die empirisch ermittelten Messergebnisse. Sie ergeben einen maximalen absoluten Ortungsfehler von 63 % für $\vartheta = 90^\circ$ und be-

Tabelle 4.6: Einfluss der Antennenausrichtung

Vertikal- winkel ϑ	Durchgang	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
0°	1	26 %	74 %
0°	2	27 %	73 %
45°	1	29 %	71 %
45°	2	33 %	67 %
90°	1	63 %	37 %
90°	2	63 %	37 %
135°	1	33 %	67 %
135°	2	32 %	68 %
180°	1	30 %	70 %
180°	2	31 %	69 %

stätigen damit die Abhängigkeit der Ortungsgenauigkeit von der Antennenausrichtung. Zudem nimmt, bedingt durch die Symmetrie der Strahlungscharakteristik der Antenne, der Ortungsfehler für $\vartheta \rightarrow 180^\circ$ erneut ab.

Die durch eine vertikale Verkipfung der Mobilknotenantenne zusätzlich entstehende Ab-

hängigkeit der Strahlungscharakteristik vom Horizontalwinkel φ bezogen auf die Trainingsebene wurde dabei nicht näher untersucht. Dafür wäre eine starre räumliche Ausrichtung der Antenne erforderlich, welche ohnehin keinem praktischen Anwendungsfall nahekommt.

Hardwarestreueung

Alle vorangegangenen Untersuchungen bezogen sich auf den Mobilknoten K_{M1} . Mit diesem Knoten wurden sowohl das Training, als auch die Ortung durchgeführt. Zur Bewertung der Übertragbarkeit der mit K_{M1} erstellten RadioMap auf die Ortungsphase baugleicher Mobilknoten erfolgten drei unabhängige Ortungsmessungen für jeden der vier Knoten $K_{M1} \dots K_{M4}$. Alle Knoten wurden entlang des Referenzpfades mit senkrechter Antennenausrichtung ($\vartheta = 0^\circ$) in der Trainings- und Ortungsebene von $z = 1,4$ m bewegt. Tabelle 4.7 stellt die Ergebnisse der absoluten Fehlortungen E_a sowie der absoluten Ortungsgenauigkeiten $1 - E_a$ gegenüber. Die Resultate zeigen, bezogen auf den

Tabelle 4.7: Hardwarestreueung

Mobil-Knoten	Durchgang	abs. Ortungsfehler E_a	abs. Ortungsgenauigkeit $1 - E_a$
K_{M1}	1	26 %	74 %
K_{M1}	2	27 %	73 %
K_{M1}	3	27 %	73 %
K_{M2}	1	28 %	72 %
K_{M2}	2	28 %	72 %
K_{M2}	3	30 %	70 %
K_{M3}	1	26 %	74 %
K_{M3}	2	29 %	71 %
K_{M3}	3	26 %	74 %
K_{M4}	1	28 %	72 %
K_{M4}	2	29 %	71 %
K_{M4}	3	29 %	71 %

Mobilknoten K_{M1} , eine maximale Abweichung der absoluten Ortungsgenauigkeit von 4 %. Der Einfluss der Hardware kann folglich als nicht signifikant bezeichnet werden, sofern zudem Variationen der Bewegungsgeschwindigkeit des Knotens und das manuelle

Absetzen der Marker berücksichtigt werden. Eine mit einem beliebigen Mobilknoten erstellte RadioMap kann somit als Basis zur Ortung baugleicher Mobilknoten verwendet werden, welche selbst nicht als Trainingsknoten dienen.

4.2 Outdoor-Ortungsszenario

Das Ortungsverfahren wurde neben dem Hauptanwendungsfeld im Indoor-Bereich ebenfalls auf Tauglichkeit in einem Outdoor-Szenario überprüft. Abbildung 4.10 zeigt das quadratische Untersuchungsgebiet mit einer Ausdehnung von 10 000 m².

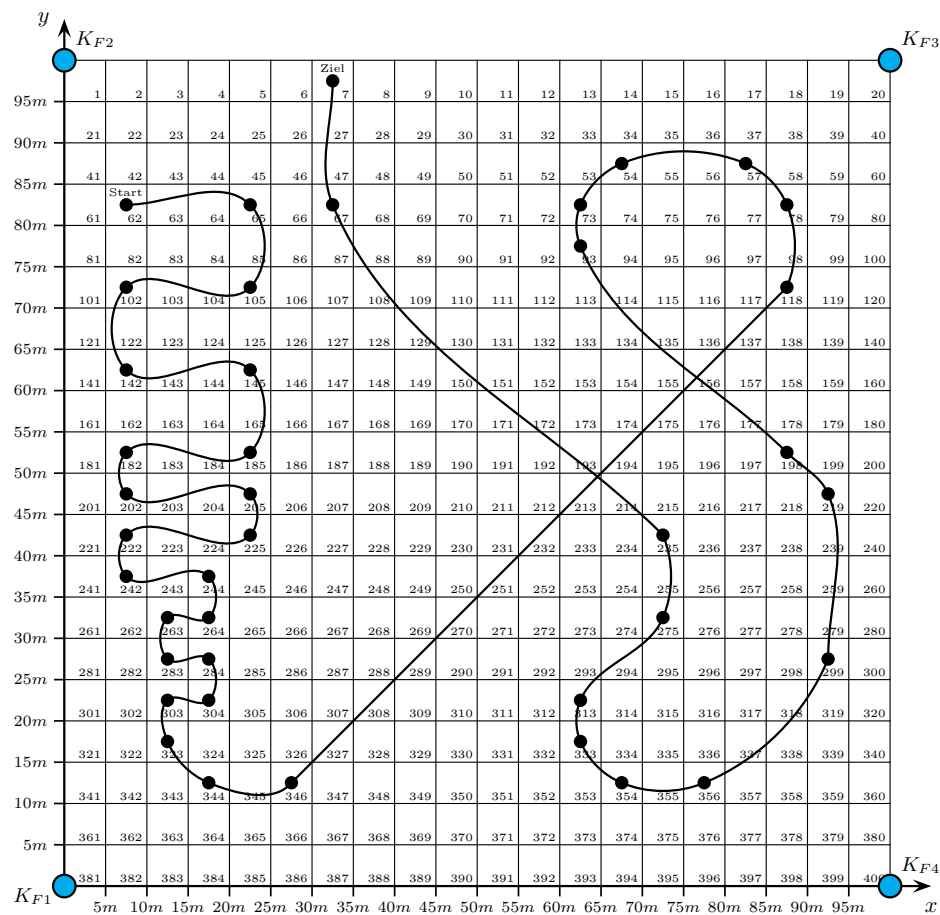


Abbildung 4.10: Outdoor-Untersuchungsgebiet

Bewusst wurde dabei eine abgelegene ebene Freifläche gewählt, um den Einfluss externer Störquellen zu minimieren. Zur Vergleichbarkeit der Ergebnisse mit denen des Indoor-Szenarios wurde die Zellengröße auf 5×5 m festgelegt. Dadurch konnte das Testfeld in

400 gleich große Zellen unterteilt werden.

Der Vermessungsprozess erfolgte in ähnlicher Weise wie im Indoor-Bereich, sodass alle in Abschnitt 4.1.1 erläuterten Einschränkungen ebenfalls zutreffen. Darunter zählen insbesondere:

- Die Bewegung des Mobilknotens innerhalb der Zelle während des Zellentrainings,
- die Definition der Trainingsebene auf eine Höhe $z = 1,4\text{ m}$ sowie
- die vertikale Ausrichtung der Antennen von Mobil- und Ankerknoten ($\vartheta = 0^\circ$).

Zur Reduktion der Einmesszeit wurde jedoch die Anzahl der pro Sendeleistung versandten Pakete von ursprünglich 1000 auf 500 verringert. Abzüglich aller Zwischenzeiten ergibt sich daraus eine Minimalzeit zur Erstellung der RadioMap von $500 \cdot \kappa \cdot 1\text{ ms} \cdot 400\text{ Zellen} \approx 3,6\text{ Stunden}$.

Da das realisierte System eine zusätzliche leitungsgeführte Netzwerkebene zur Datenübertragung benötigt, wurde ein isoliertes Local Area Network (LAN) in Sternstruktur im Outdoor-Bereich aufgebaut. Die Leitstation befand sich im Zentrum des Testfeldes. Der Trainingsprozess und der Ortungsprozess erfolgten in analoger Weise zu dem Indoor-Szenario. Dabei lieferten die Ergebnisse der Parametrierung der Trainingsdaten sowie der Verlauf der Paketempfangswahrscheinlichkeit ähnliche Resultate, sodass an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen werden soll. Die Ergebnisse einer

- Höhenvariation der Anker- und Mobilknoten,
- Antennenausrichtung sowie
- Untersuchungen zur Hardwarestreueung

unterliegen dabei der selben Analogiebetrachtung. Stattdessen stehen die durch die Testumgebung bedingten Besonderheiten wie Interferenzerscheinungen und die erzielte Ortungsgenauigkeit unter simulierten und realen Bedingungen im Fokus der folgenden Betrachtungen.

4.2.1 Interferenzerscheinungen

Gerade die durch eine Gebäudeinfrastruktur bedingten vielfältigen Dämpfungen und diffusen Reflexionen sowie die daraus resultierenden Fading-Effekte führten zu individuellen Trainingsdaten der Zellen im Indoor-Bereich. Aufgrund dieser fehlenden räumlichen Begrenzungen der Zellen im Outdoor-Bereich (Türen, Wände) ist deshalb ein weniger sprunghaftes Verhalten des AGC-Wertes einer Sendeleistung über der Distanz zu erwarten. Abbildung 4.11 zeigt den Verlauf des mittleren AGC-Wertes von K_{F1} bei der maximalen Sendeleistung des Mobilknotens K_{M1} von 0 dBm ($\cong 1$ mW) über dem zweidimensionalen Untersuchungsgebiet. Bedingt durch die Anordnung der Ankerknoten liegt der Einzugsbereich jedes Ankerknotens bei 90° . Das dargestellte Verhalten zeigt sich prinzipiell bei jedem der vier Ankerknoten. Mit wachsender Distanz zeichnet sich bis

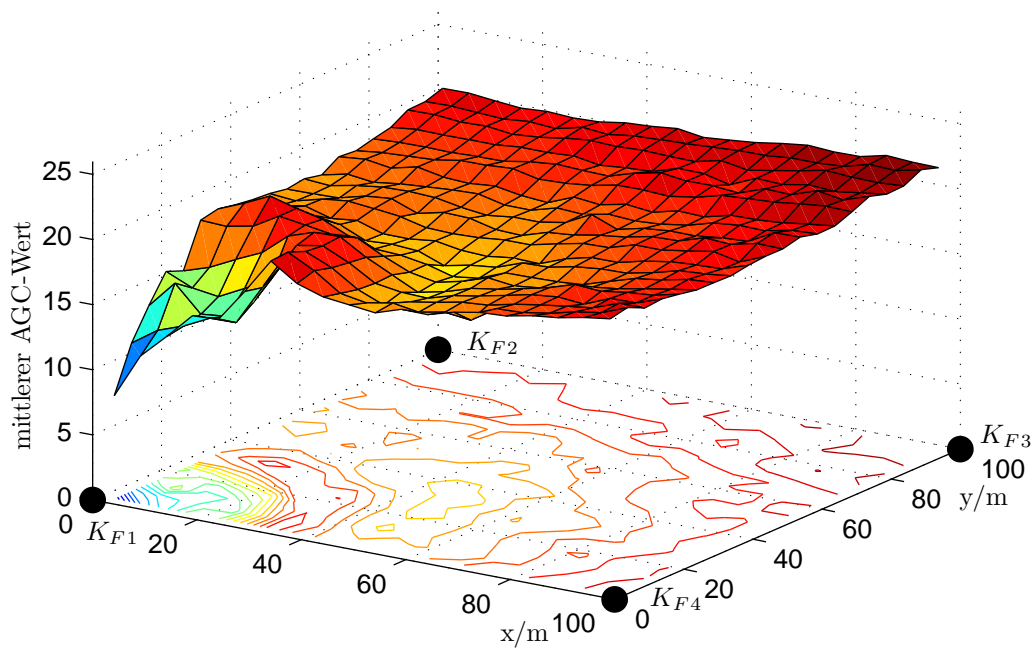


Abbildung 4.11: Verlauf des mittleren AGC-Wertes über dem Outdoor-Untersuchungsgebiet an K_{F1}

zu einem Umkreis von circa 35 m deutlich der entfernungsabhängige Anstieg des AGC-Wertes ab. Das logarithmische Verhalten des AGC-Wertes zu Grunde legend verringert sich die Änderungsrate außerhalb dieses Umkreises erheblich. Diese Daten deuten bereits die Schwierigkeiten einer Zellendifferenzierung in der Ortungsphase an.

Insbesondere fällt die in einem Abstand von circa 35 m zu beobachtende Überhöhung des AGC-Wertes auf. Der Effekt ist auf Interferenz der sich direkt ausbreitenden EM-Welle und der am Erdboden reflektierten Welle zu erklären. Abbildung 4.12 zeigt eine vereinfachte Darstellung zur Überprüfung dieser Annahme. Für eine bessere Übersicht-

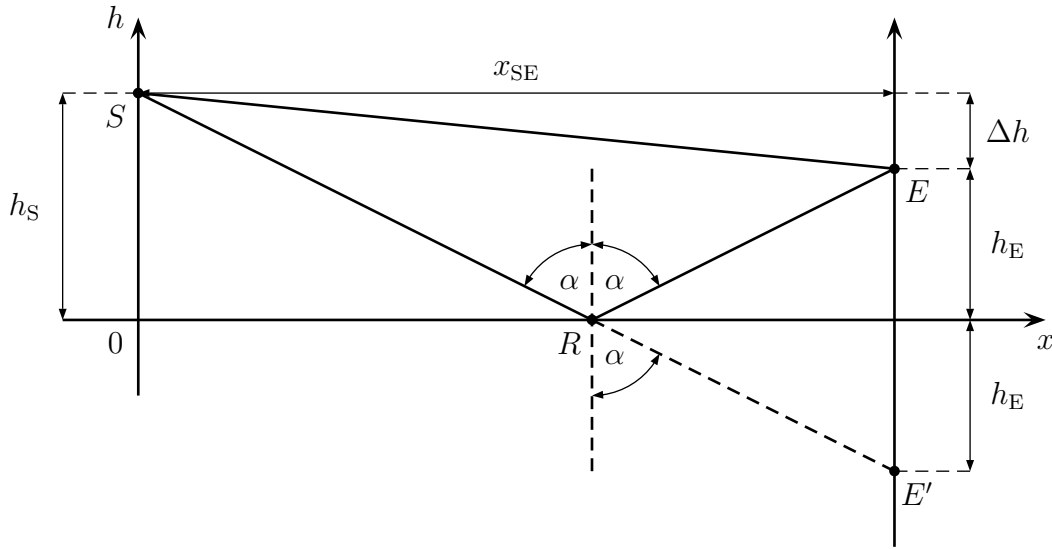


Abbildung 4.12: Veranschaulichung zur Interferenzerscheinung

lichkeit wird dabei im Folgenden von einem Sender und Empfänger ausgegangen, welche sich oberhalb einer Reflexionsschicht (Erde) in den jeweiligen Höhen h_S und h_E befinden. In dem konstruierten Fall erfolgt eine Ausbreitung der als Kugelwelle angenommenen EM-Welle in alle Richtungen mit gleicher Strahlungsdichte. Der Empfänger E wird dann neben der auf direktem Wege vom Sender S ausgestrahlten Welle ebenfalls eine an der Grenzfläche reflektierte Welle empfangen. Diese erleidet an der Grenzschicht, nach den Betrachtungen von Kapitel 2 auf Seite 45, einen Phasensprung von 180° . Er ist auf den geringeren Wellenwiderstand Z des Mediums unterhalb der Grenzschicht (Erde) zurückzuführen. Dem Superpositionsprinzip folgend interferieren die direkt einlaufende und die reflektierte Welle am Empfänger. Deren Phasenlage zueinander entscheidet über die Art und Stärke der Interferenz. Sie wird destruktiv, sollten sich die Wellen in Gegenphase ($\varphi = (2k + 1) \cdot 180^\circ (k \in \mathbb{N})$) zueinander befinden. Sie wird konstruktiv für $\varphi = k \cdot 360^\circ (k \in \mathbb{N})$. Im Falle der destruktiven Interferenz kann jedoch nicht von einer vollständigen Auslöschung der Wellen am Empfangsort ausgegangen werden. Grund dafür ist neben der Reflexion der Welle im Punkt R auch eine entsprechende Dämpfung

und die Ausbreitung einer Bodenwelle. Dennoch bildet eine Phasenlage von 180° für die AGC-Stufe des Empfängers das Worst-Case-Szenario und soll nachfolgend untersucht werden.

Für die direkte Entfernung \overline{SE} zwischen Sender und Empfänger sowie die Strecke über den Reflexionspunkt \overline{SRE} folgen die Gleichungen (4.3).

$$\overline{SE} = \sqrt{(h_S - h_E)^2 + x_{SE}^2} \quad (4.3a)$$

$$\overline{SRE} = \overline{SRE'} = \sqrt{(h_S + h_E)^2 + x_{SE}^2} \quad (4.3b)$$

Da durch die Reflexion an der Erdoberfläche selbst ein Phasensprung von 180° auftritt, müssen sich die Strecken um ganzzahlige Vielfache n ($n \in \mathbb{N}$) der Wellenlänge λ unterscheiden, um der genannten Bedingung zu genügen.

$$\begin{aligned} \overline{SE} + n\lambda &= \overline{SRE'} \\ \sqrt{(h_S - h_E)^2 + x_{SE}^2} + n\lambda &= \sqrt{(h_S + h_E)^2 + x_{SE}^2} \end{aligned}$$

Nach einigen Umformungen ergibt sich daraus der Abstand x_{SE} , für den bei den gegebenen Randbedingungen destruktive Interferenz auftritt (Gleichung (4.4)).

$$\begin{aligned} 2n\lambda\sqrt{(h_S - h_E)^2 + x_{SE}^2} + n^2\lambda^2 &= 4h_S h_E \\ \sqrt{(h_S - h_E)^2 + x_{SE}^2} &= \frac{4h_S h_E - n^2\lambda^2}{2n\lambda} \\ x_{SE} &= \sqrt{\left(\frac{4h_S h_E - n^2\lambda^2}{2n\lambda}\right)^2 - (h_S - h_E)^2} \quad (4.4) \end{aligned}$$

Mit $h_S = h_E = h$ folgt vereinfachend Gleichung (4.5).

$$x_{SE} = \frac{4h^2 - n^2\lambda^2}{2n\lambda} \quad (4.5)$$

Für $n = 1$ und eine Höhe $h = 1,4\text{ m}$ sowie eine Wellenlänge $\lambda = 0,125\text{ m}$ ergibt sich rechnerisch eine Distanz von $x_{SE} \approx 31,3\text{ m}$ für den Abstand, bei dem destruktive Interferenz in Erscheinung tritt. Der Empfänger wird bei dieser Entfernung zur Kompensation der Interferenzerscheinung folglich einen größeren AGC-Wert einstellen. Der Wert deckt sich in guter Näherung mit der empirisch bestimmten AGC-Überhöhung aus Abbildung

4.12 von circa 35 m. Zur Verifikation der Modellgleichung (4.5) wurde der Effekt jedoch in einem separaten Experiment untersucht.

Dazu wurde im Freifeld mit einer Diskretisierung von 0,5 m über eine Gesamtdistanz von 100 m eine eindimensionale RadioMap erstellt. Diese umfasst folglich 200 Trainingspunkte, wobei lediglich der Mittelwert des AGC-Wertes eine für die Untersuchung relevante Größe darstellt. Um den Einfluss der Knotenhöhe zu berücksichtigen, wurde dieser Trainingsprozess für verschiedene Höhen $h_S = h_E = h$ wiederholt. Abbildung 4.13 zeigt exemplarisch das Trainingsergebnis für eine Höhe von 2 m bei der maximalen Sendeleistung von 0 dBm. Deutlich sind dabei mehrere Überhöhungen des mittleren AGC-Wertes

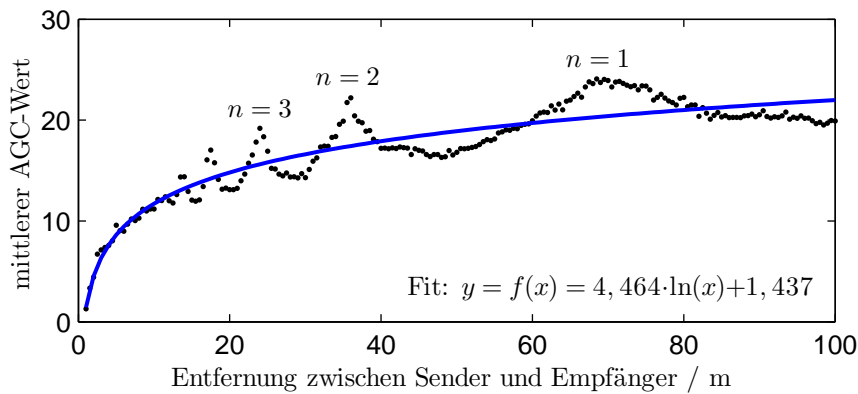


Abbildung 4.13: Interferenzerscheinungen durch Reflexionen an der Erdoberfläche

bei verschiedenen Abständen zu erkennen. Sie sind das Resultat destruktiver Interferenzerscheinungen bei unterschiedlichen Vielfachen n der Wellenlänge λ und gehen ebenfalls aus Gleichung (4.5) hervor.

Abbildung 4.14 zeigt zusammenfassend die Entfernung x_{SE} für destruktive Interferenz in Abhängigkeit identischer Montagehöhen h von Sender und Empfänger. Die diskreten Datenpunkte entsprechen AGC-Überhöhungen und entstammen den einzelnen eindimensionalen Messprozessen nach Abbildung 4.13. Die quadratisch verlaufenden Graphen sind Darstellungen des prognostizierten Verlaufes x_{SE} als Funktion von h mit dem Parameter n nach Gleichung (4.5). Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass es sich dabei nicht um Regressionsgraphen handelt, die einem Fitting-Prozess auf die empirisch ermittelten diskreten Daten entstammen. Die Funktionsgleichungen wurden für $\lambda = 12,29$ cm berechnet. Dieser Wert entspricht der mittleren Wellenlänge innerhalb des Nutzbandes von 2,4 GHz bis 2,4835 GHz. Zudem wurde dem Funktionsargument h ein Offset h_o

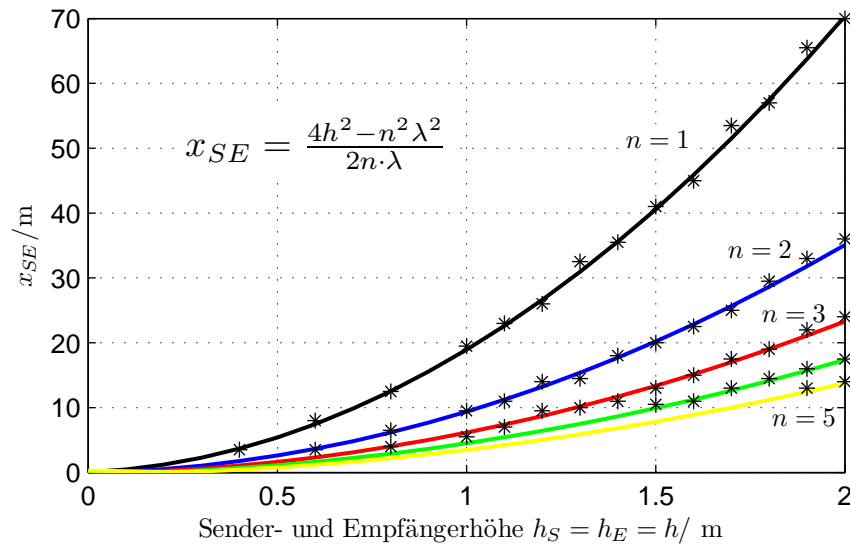


Abbildung 4.14: Verifikation der Modellgleichung für destruktive Interferenz

von 8 cm hinzugefügt. Der Wert fasst zwei wesentliche und unbekannte Randgrößen zusammen. Jede Höheneinstellung der Stabantennen an Mobil- und Ankerknoten wurde an ihrem Einspeisepunkt vorgenommen. Dieser Fußpunkt entspricht jedoch nicht dem Strahlungszentrum der Antenne. Dieses liegt wenige Zentimeter oberhalb des Einspeisepunktes. Zudem kompensiert der Wert im Mittel ebenso Unebenheiten entlang des Untersuchungspfades der Freifläche, welche durch Gleichung (4.5) nicht berücksichtigt werden.

In Anbetracht dieser Ergebnisse bestätigen sich die Schwierigkeiten einer Vorhersage des Verlaufes des AGC-Wertes, wegen der zumeist unbekannten Größe der Höhe des Senders h_S . Selbst unter einfachsten Outdoor-Umgebungsszenarien wird damit die Realisierbarkeit eines Modellansatzes $AGC = f(Distanz)$ (siehe Abbildung 4.13) in Frage gestellt. Auf die Schwierigkeiten eines derartigen Vorgehens wurde bereits in Kapitel 2 auf Seite 15 eingegangen. Inwiefern sich der zellenbasierte Ortungsansatz im Hinblick auf die Trainingsergebnisse in Abbildung 4.11 eignet, zeigen die folgenden Betrachtungen.

4.2.2 Simulierte Ortung

Wie bereits im Indoor-Szenario erfolgte die simulierte Ortung mit Hilfe der zellenspezifischen Daten der Trainingsphase. Durch die damit verbundene Kenntnis der wahren

Position x_w des Mobilknotens können der absolute Ortungsfehler sowie der mittlere Entfernungsfehler bestimmt werden. Abbildung 4.15 zeigt die absolute Ortungsgenauigkeit für jede der 400 Zellen bei einer zufälligen Entnahme von 200 Datensätzen pro Zelle. Bezogen auf das Untersuchungsgebiet liegt die mittlere absolute Ortungsgenauigkeit

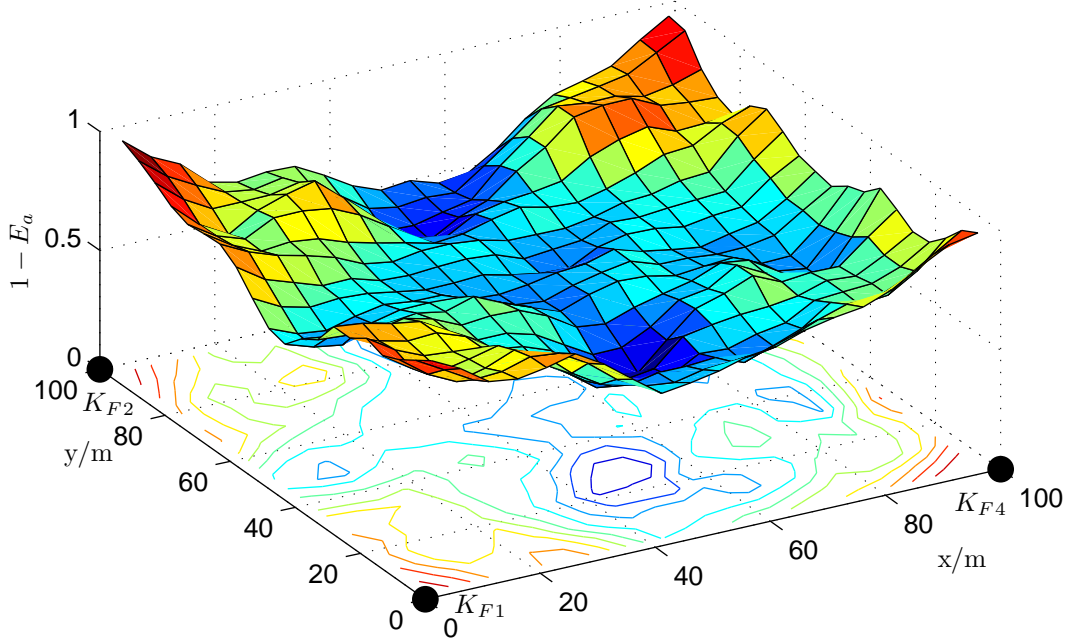


Abbildung 4.15: Normierte Trefferhäufigkeit im Outdoor-Bereich

$1 - E_a$ bei circa 67 % und damit unterhalb der des Indoor-Bereiches von circa 75 %. Die Schwankungen der Treffsicherheit durch das Maximum a posteriori-Kriterium sind dabei jedoch erheblich. Für Zellen in unmittelbarer Nähe zu den Ankerknoten steigt die Treffsicherheit bis auf das Maximum von 100 %. Mit zunehmender Entfernung sinkt die absolute Ortungsgenauigkeit $1 - E_a$ bis auf einen Wert von circa 30 %. Beide Ergebnisse lassen sich auf die sinkende Änderungsrate des AGC-Wertes bei steigender Distanz zurückführen (siehe Abbildung 4.11). Die Trainingsdaten benachbarter Zellen aus dem Zentrum des Untersuchungsgebietes besitzen folglich eine hohe Ähnlichkeit, sodass eine Zellendifferenzierung anhand der berechneten Likelihoods erschwert wird. Abbildung 4.16 zeigt die kumulative Verteilungsfunktion des mittleren Entfernungsfehlers. In 95 % aller Fälle liegt dieser unterhalb von 12,9 m. Unter Berücksichtigung der Zellengröße von 5×5 m liegt damit die wahre Position x_w des Mobilknotens in einem Umkreis von zwei

weiteren Zellen. Eine Erhöhung der Treffsicherheit kann sowohl durch eine Vergrößerung der Ankerknotendichte, als auch durch Verringerung der Zellengranularität erreicht werden.

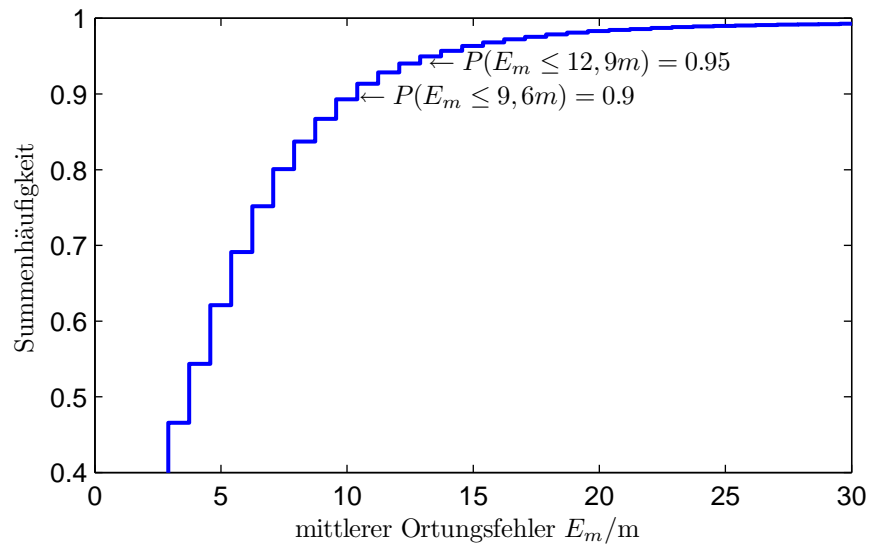


Abbildung 4.16: Summenhäufigkeit des mittleren Entfernungsfehlers im Outdoor-Bereich

4.2.3 Reale Ortung

Die Verifikation des Verfahrens unter realen Bedingungen erfolgte anhand des in Abbildung 4.10 festgelegten Pfades. Die wahre Position x_w des Mobilknotens wurde mit Hilfe der in den Datenstrom eingefügten Marker bestimmt. Diese wurden jeweils bei einem Richtungswechsel an den in Abbildung 4.10 gezeigten Positionen abgesetzt. Unter der Annahme einer konstanten Bewegungsgeschwindigkeit des Mobilknotens konnten im Anschluss alle der insgesamt 92 wahren Zellaufenthalte interpoliert werden. Bei einer gesamten Pfadlänge von 527,45 m betrug die Messdauer im Mittel 455 s. Daraus ergibt sich eine mittlere Bewegungsgeschwindigkeit von circa 1,16 m/s. Die Pfadmessung wurde für drei Mobilknoten (K_{M1} , K_{M2} , K_{M3}) je zwei mal wiederholt. Tabelle 4.8 fasst die Ergebnisse der absoluten Ortungsgenauigkeiten zusammen. Sie zeigen im Mittel eine Trefferquote von circa 1 % und bestätigen damit die Schwierigkeiten der Zelldifferenzierung bei ähnlichen Trainingsdaten. Der gewählte Pfad besitzt nur eine geringe Anzahl

von Zellen in unmittelbarer Nähe zu den Ankerknoten, sodass für den größten Teil der Messzeit Ortungsversuche in den Bereichen geringer Treffsicherheit (siehe Abbildung 4.15) fehlerhafte Ergebnisse liefern.

Tabelle 4.8: Ergebnisse der realen Ortung im Outdoor-Bereich

Mobilknoten	Durchlauf	abs. Ortungsfehler E_a	abs. Ortungsgenauigkeit $1 - E_a$
K_{M1}	1	99,4 %	0,6 %
K_{M1}	2	99,2 %	0,8 %
K_{M2}	1	99,6 %	0,4 %
K_{M2}	2	99,2 %	0,8 %
K_{M3}	1	98,5 %	1,5 %
K_{M3}	2	98,2 %	1,8 %
$\frac{1}{6} \cdot \sum$		99,02 %	0,98 %

4.3 Schlussfolgerungen

Die Ergebnisse der Indoor-Analyse bestätigen die Tauglichkeit des zweiphasigen Ortungsverfahrens. Mit einer Treffergenauigkeit von circa 75 % konnte dabei die symbolische Position des Mobilknotens ermittelt werden. Der mittlere Entfernungsfehler lag für das 95. Perzentil bei 6,2 m. Als wesentliche Einflussgröße auf die Ortungsgenauigkeit konnte die Ausrichtung der Antennen sowie die Mobilknotenhöhe identifiziert werden. Dabei sank die Trefferquote auf bis zu 37 %. Eine signifikante Änderung der Ortungsgenauigkeit bei Verwendung baugleicher Mobilknoten konnte nicht beobachtet werden. Erst dadurch wird die Übertragbarkeit einer mit einem Mobilknoten erstellten RadioMap auf andere Knoten ermöglicht.

Darüber hinaus wurde das Verfahren innerhalb eines Outdoor-Bereiches getestet. Hier lag die Trefferquote bedingt durch die fehlenden individuellen Trainingsdaten in einem realen Szenario bei lediglich 1 %. Der Wert liegt außerhalb einer akzeptablen Ortungsgenauigkeit, sodass aufgrund der Ergebnisse der Outdoor-Untersuchungen von weiteren Analysen abgesehen wird. Eine Verbesserung der absoluten Ortungsgenauigkeit kann jedoch durch Erhöhung der Ankerknotendichte beziehungsweise durch die Vergrößerung der Zellenfläche erreicht werden. Zudem konnte ein Effekt der AGC-Wert-Überhöhung

beobachtet werden, welcher sich auf destruktive Interferenz zurückführen und modellieren lässt. Selbst unter einfachen Ausbreitungsszenarien unterstreicht dieses Ergebnis die Schwierigkeit der Modellierung der Abhängigkeit der Empfangsleistung von der Distanz und Höhe zwischen Sender und Empfänger.

Aufgrund der Ergebnisse des Indoor-Szenarios werden im Folgekapitel (Kapitel 5) Möglichkeiten zur weiteren Verbesserung der Ortungsgenauigkeit vorgestellt. Im Fokus stehen dabei verschiedene Filteransätze sowie die Begrenzung des Suchraumes der maximal ν Zellen.

Kapitel 5

Systemerweiterungen

Aus den empirischen Daten der Analyse des Ortungsalgorithmus in Kapitel 4 wurde ersichtlich, dass das Verfahren der symbolischen Positionsbestimmung für den Indoor-Bereich in fast 75 % aller Fälle ein korrektes Ergebnis lieferte. Für den Außenbereich kann wegen der fehlenden Individualität der Trainingsdaten, aufgrund des logarithmischen Verlaufes des AGC-Wertes über der Distanz, nur in seltenen Fällen korrekt geortet werden kann. In diesem Kapitel werden verschiedene Ansätze zur weiteren Verbesserung des Basisalgorithmus untersucht. Die Systemerweiterungen werden dabei ausschließlich am Indoor-Szenario erprobt. Darunter zählen:

- Möglichkeiten der Verringerung der Größe der RadioMap,
- eine Datenfilterung zur Steigerung der Ortungsgenauigkeit sowie
- eine Reduktion des Berechnungsaufwandes durch Eingrenzung des Suchraumes.

5.1 Reduktion des RadioMap-Umfanges

Einen wesentlichen Einfluss auf die Größe der RadioMap hat der naive BAYESSche Ansatz (siehe Kapitel 3, Abschnitt 3.2.2). Dieser unterstellt allen beteiligten Zufallsvariablen statistische Unabhängigkeit und reduziert die Anzahl von Trainingsverteilungen auf $\tau \cdot \kappa = 256$ für jede der $\nu = 15$ Zellen im Indoor-Szenario. Die RadioMap benötigt damit zur Ablage aller Verteilungsparameter (Mittelwert, Standardabweichung) $2 \cdot \tau \cdot \kappa \cdot \nu = 7680$ Speicherplätze. Im Outdoor-Szenario steigt diese Anzahl mit $\nu = 400$ auf 204800 Speicherplätze. Dieser Speicherbedarf wird im Folgenden unter Nutzung der den Verteilungsparametern zu Grunde liegenden Abhängigkeit von der Sendeleistung weiter

reduziert. Die Abbildungen 5.1 zeigen den Verlauf des Mittelwertes und der Standardabweichung über der Sendeleistung des Mobilknotens der AGC-Verteilungen der Zelle R205 am Ankerknoten K_{F2} .

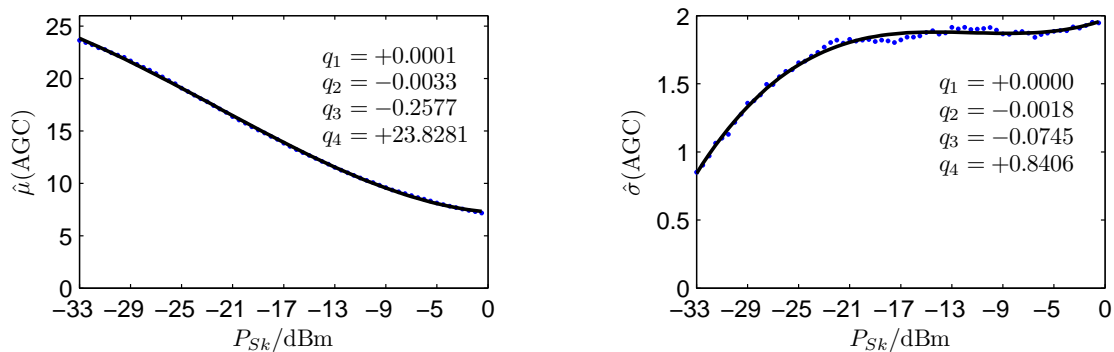


Abbildung 5.1: Mittelwert und Standardabweichung versus Sendeleistung

Deutlich ist die bereits in Kapitel 4 beschriebene, dem Transceiver eigene Charakteristik der Verringerung des Anstieges an den Leistungsgrenzen zu erkennen (Abbildung 5.1 links). Sie bildet den Ausgangspunkt der Beschreibung der empirischen Werte durch ein Regressionspolynom. Dem Minimalansatz der Polynomordnung folgend wird dabei wegen eines angenommenen Wendepunktes ein Polynom dritter Ordnung ($\hat{\mu}, \hat{\sigma} = q_1 \cdot P_{Sk}^3 + q_2 \cdot P_{Sk}^2 + q_3 \cdot P_{Sk} + q_4$) gewählt. Die vier Parameter $q_1 \dots q_4$ lassen sich durch eine entsprechende Minimierung der Residuenquadrate mit Hilfe der Methode der kleinsten Quadrate (MKQ) bestimmen. Sollte die notwendige Anzahl von Datenpunkten (vier) zur Bestimmung des Polynoms dritter Ordnung unterschritten werden, wird der Fitting-Prozess mit einer linearen Approximation durchgeführt. Sollte die notwendige Anzahl von Datenpunkten (zwei) zur Bestimmung des Polynoms erster Ordnung unterschritten werden, wird eine konstante Funktion angesetzt.

Mit diesen Annahmen reduziert sich die Anzahl der Parameter zur Beschreibung des Trainings einer Zelle an einem Ankerknoten von ursprünglich $2 \cdot \kappa = 128$ auf neun Werte. Je vier Parameter entfallen dabei auf die Polynome zur Beschreibung von Mittelwert und Standardabweichung. Der neunte Parameter gibt die erste Sendeleistung an, ab der die Polynomfunktionen Gültigkeit haben. Dadurch werden zwei wesentliche Aspekte berücksichtigt. Zunächst führt eine Extrapolation über den empirisch bestimmten Sendeleistungsbereich hin zu geringeren Sendeleistungen, zu einer Generierung von Verteilungen, für die es keine Datenbasis gibt und damit zu einer Verfälschung des Zellentrainings.

Demgegenüber erlaubt die Interpolation das Füllen von Trainingslücken. Sie entstehen vornehmlich bei hohen AGC-Werten und unter schlechten Paketempfangsbedingungen (siehe Abbildung 4.4 auf Seite 87). Das zu beobachtende Auftreten von Trainingslücken unterstreicht die Zufälligkeit des Paketempfangs unter den genannten Bedingungen. Die Legitimation der Interpolation folgt aus einer Plausibilitätsbetrachtung. Sofern ein Paketempfang bei einer Sendeleistung $P_{S_{k_1}}$ möglich war, sollte bei jeder Sendeleistung $P_{S_{k_2}}$ mit $k_2 > k_1$ ein Paketempfang ebenfalls möglich sein.

Mit Hilfe der funktionalen Beschreibung der Trainingsparameter in Abhängigkeit der Sendeleistung P_{S_k} verringert sich der Speicherbedarf von 7680 auf $9 \cdot \tau \cdot \nu = 540$ Speicherplätze. Das entspricht einer Einsparung von circa 93 % bezogen auf die ursprüngliche Kartengröße. Die selbe Reduktion ergibt sich im Outdoor-Szenario. Die Verringerung des Speicherbedarfs führt jedoch zu einem zweistufigen Berechnungsverfahren in Bezug auf die Bestimmung der Likelihoods. Zunächst müssen aus den jeweiligen Polynomkoeffizienten die Verteilungsparameter ($\hat{\mu}$ und $\hat{\sigma}$) berechnet werden, bevor durch das sich anschließende Table-Read die Einzelwahrscheinlichkeit $P(a_{jk}|x_i)$ ermittelt werden kann. Dieser zusätzliche Schritt erfordert in Abhängigkeit der verwendeten Algorithmen eine entsprechend höhere Rechenzeit. Die Tauglichkeit einer auf die beschriebene Weise erstellten RadioMap zeigt Tabelle 5.2. Zunächst wurde erneut mit Hilfe der Trainingsdaten eine simulierte Ortung des Mobilknotens in jeder der $\nu = 15$ Zellen durchgeführt. Dabei zeigte sich im Mittel eine absolute Ortungsgenauigkeit von circa 75 %. Dieser Wert deckt sich mit der mittleren absoluten Ortungsgenauigkeit aus Kapitel 4 (Tabelle 4.3, Seite 94) und bestätigt die Eignung des Ansatzes. Darüber hinaus wurde die Ortungsgenauigkeit mit Hilfe der Daten des Indoor-Pfades von K_{M1} überprüft. Dabei zeigte sich ebenfalls eine hohe Übereinstimmung der absoluten Ortungsgenauigkeiten (siehe Tabelle 5.1) mit denen aus Tabelle 4.4 auf Seite 96.

Tabelle 5.1: Ergebnisse der realen Ortung mit gefitteter RadioMap

Durchgang	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
1	27 %	73 %
2	27 %	73 %
3	26 %	74 %
$\frac{1}{3} \cdot \sum$	26,7 %	73,3 %

Tabelle 5.2: Ergebnisse der simulierten Ortung mit gefitteter RadioMap

Zellen- nummer i	Zellenname	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
1	R205	22 %	78 %
2	R206	13 %	87 %
3	R207	25 %	75 %
4	R208	10 %	90 %
5	R209	24 %	76 %
6	R210	27 %	73 %
7	R211	43 %	57 %
8	R212	35 %	65 %
9	R213	23 %	77 %
10	R214	14 %	86 %
11	F001	14 %	86 %
12	F002	24 %	76 %
13	F003	41 %	59 %
14	F004	40 %	60 %
15 = ν	F005	22 %	78 %
$\frac{1}{15} \cdot \sum$		25,1 %	74,9 %

5.2 Datenfilterung

Das Ortungsverfahren arbeitet in der Basisversion mit einer absoluten Genauigkeit von circa 73 % (siehe Kapitel 4, Seite 96). Im Hinblick auf die in Kapitel 2 ab Seite 36 beschriebenen Störeinflüsse ist von einer Verbesserung der Ortungsgenauigkeit auszugehen, wenn es gelingt, diese überlagerten Störeinflüsse durch zusätzliche Maßnahmen zu verringern.

Es ist daher Ziel dieses Abschnitts, die Wirksamkeit verschiedener Filteransätze hinsichtlich einer Steigerung der Ortungsgenauigkeit zu prüfen. Dabei wird neben einer Datenvorverarbeitung ebenso ein Positionsfilter näher untersucht (siehe Abbildung 5.2).

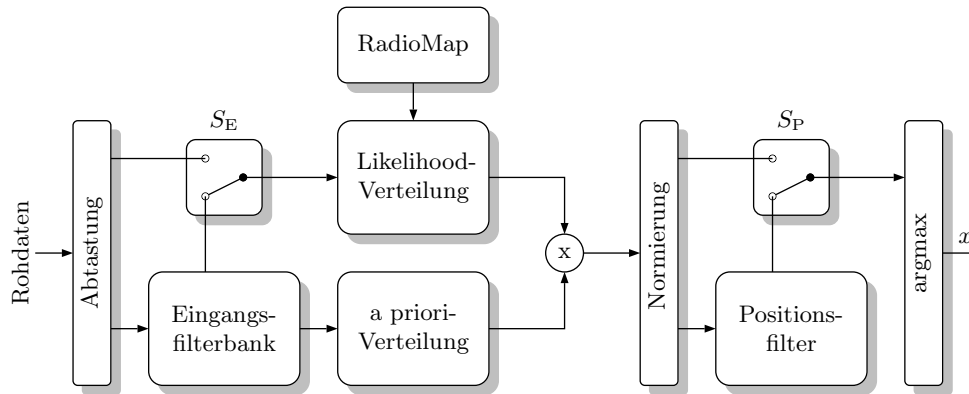


Abbildung 5.2: Ortungsverfahren mit Datenvor- sowie Nachverarbeitung

Sowohl die dargestellte Filterbank für die AGC-Rohdaten als auch ein Mittelwertfilter der Positionsdaten dienen dabei der Rauschunterdrückung. Sie können dem zentralen Ortungsverfahren durch S_E und S_P wahlweise zugeschaltet werden.

5.2.1 Eingangsdatenfilter

Während das HORUS-System die hohe Korrelation aufeinanderfolgender Samples als Basis zur Prädiktion des RSSI-Ausgangswertes nutzt (siehe Kapitel 2, Seite 35), wird im Folgenden eine Datenfilterung der Eingangsdaten mittels Finite Impulse Response (FIR)-Filter vorgestellt. Als Randbedingung für das Filter muss dazu die Abtastfrequenz f_s der Daten definiert werden. Zur Überprüfung des Ortungsalgorithmus in Kapitel 4 wurde die Maximalfrequenz von 15,625 Hz genutzt. Dazu war ein kontinuierliches Senden von Datenpaketen im 1 ms-Raster (*Continuous Mode*) erforderlich. Bezogen auf eine realistische Bewegungsgeschwindigkeit des Mobilknotens sowie die Zellengranularität erscheint das System damit jedoch überabgetastet. So kann sich der Mobilknoten bei einer angenommenen Geschwindigkeit von 1 m/s innerhalb von 64 ms um lediglich 6,4 cm bewegt haben. Dieser Wert liegt, bezogen auf die Zellengröße, weit unterhalb des Auflösungsvermögens des Verfahrens. Aus diesem Grund wurde die Abtastfrequenz auf ein Achtel der Maximalfrequenz ($f_s \approx 1,95$ Hz) reduziert. Damit wird mit den oben genannten Annahmen eine maximale Distanzauflösung von 51,2 cm ermöglicht. Wird diese Randbedingung hardwaretechnisch umgesetzt, kann zusätzlich der Energieverbrauch des Mobilknotens gesenkt werden.

Filterauslegung

Die Auslegung des Filters erfolgt anhand des Spektrums des zeitlichen Verlaufes des AGC-Wertes, welches durch Abtastung mit der Frequenz f_S von circa 1,95 Hz erstellt wurde. Es ist in Abbildung 5.3 bis zur NYQUIST-Frequenz ($f_N = f_S/2$) dargestellt. Der zeitliche Verlauf des AGC-Wertes entstammt den empirischen Daten an K_{F1} einer mit K_{M1} durchgeführten Pfadmessung bei maximaler Sendeleistung.

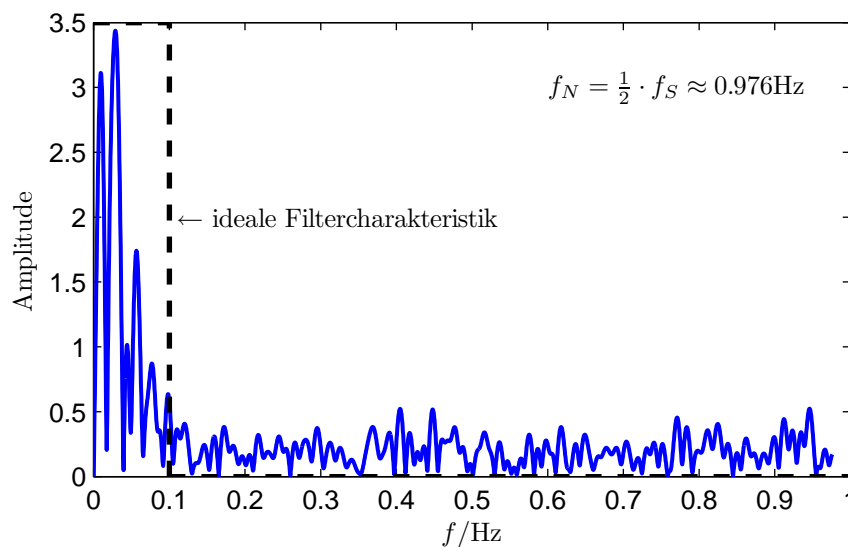


Abbildung 5.3: Amplitudenspektrum des AGC-Verlaufes

Die für den Prozess signifikanten Frequenzen liegen unterhalb von 100 mHz. Sie sind auf die Bewegung des Mobilknotens innerhalb des Untersuchungsgebietes zurückzuführen. Oberhalb dieser Frequenz ist ein weitestgehend konstanter Rauschteppich zu erkennen, welcher durch die Überlagerung verschiedener Störeffekte auf den AGC-Wert (siehe Kapitel 2, Seite 36) zu erklären ist.

Aufgrund der spektralen Analyse wird zur Rauschunterdrückung ein Tiefpass zur Filterung der Eingangsdaten genutzt. Unter Berücksichtigung einer möglichst kleinen Einschwingzeit wird dabei ein FIR-Filter 3. Ordnung verwendet. Neben dieser Bedingung ist der erforderliche Mehraufwand sowie Speicherbedarf für die Implementierung des Filters zu beachten. Die allgemeine Übertragungsfunktion dieses reinen Transversalfilters im z -Bereich zeigt Gleichung (5.1).

$$G(z) = \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \alpha_3 z^{-3} \quad (5.1)$$

Da für jeden der $\tau = 4$ Ankerknoten sowie für jede der $\kappa = 64$ Sendeleistungen eine separate Filterung erfolgen muss, entsteht, bezogen auf das Indoor-Areal, eine Filterbank mit $\kappa \cdot \tau = 256$ voneinander unabhängigen Filterstrukturen. Da das in Abbildung 5.3 gezeigte Spektrum repräsentativ für den AGC-Verlauf an jedem der $\tau = 4$ Ankerknoten ist, wird das Filter einmalig ausgelegt und als generische Struktur für jeden Ankerknoten sowie jede Sendeleistung genutzt. Abbildung 5.4 zeigt den Amplitudengang des Tiefpasses 3. Ordnung. Zur Gewährleistung einer Gleichspannungsverstärkung von Eins sowie

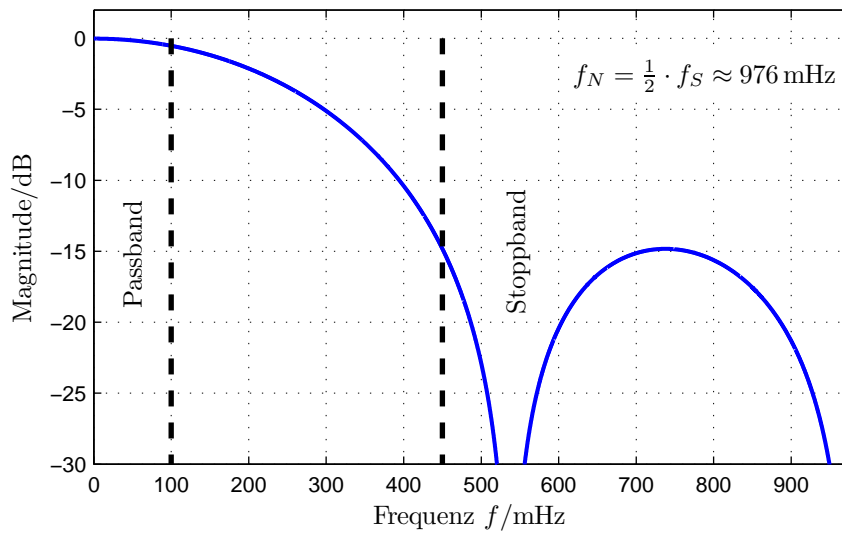


Abbildung 5.4: Amplitudengang des Eingangsdatenfilters

eines linearen Phasenganges, ergibt auch die Summe der symmetrischen Filterkoeffizienten Eins. Mit der Ordnung $N = 3$ des Filters beträgt die konstante Gruppenlaufzeit $t_{\text{gr}} = N/(2 \cdot f_S) = 0,768 \text{ s}$. Das entspricht $N/2 = 1,5$ Abtastintervallen. Aufgrund der geringen Filterordnung kann keine steilflankige Struktur realisiert werden. Infolgedessen liegen Pass- und Stopband um 350 mHz auseinander. Die Dämpfung oberhalb der Stopbandfrequenz f_2 von 450 mHz beträgt minimal 15 dB.

Nichtäquidistanz und Prognosehorizont

Eine zeitliche Äquidistanz der abgetasteten Daten kann nicht vorausgesetzt werden, da die Messdatenerfassung neben den deterministischen Lücken auch zufälligen Störungen unterliegt, die sich in dem Fehlen von Eingangsdaten zu dem durch die Abtastfrequenz

($f_s \approx 1,95 \text{ Hz}$) definierten Abtastzeitpunkt äußern können. In direktem Zusammenhang damit steht jedoch die Frage der Tauglichkeit eines Filters zur Vorverarbeitung der AGC-Messdaten. Aus diesem Grund erfolgt ausgehend von der Dimensionierung des Filters die Verarbeitung der Messdaten nach dem in Abbildung 5.5 dargestellten Schema. Für

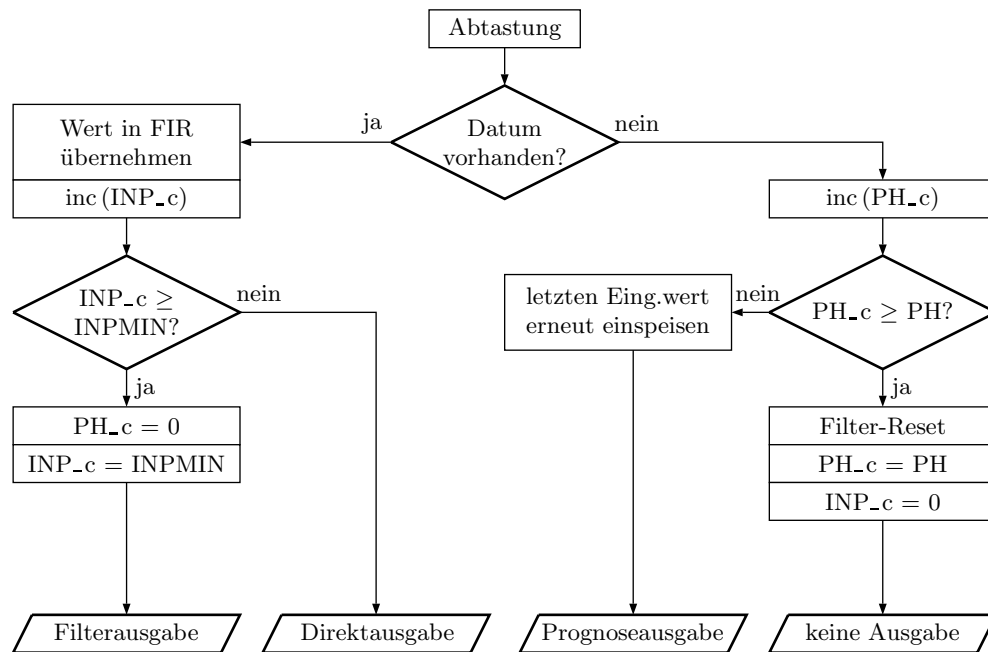


Abbildung 5.5: Schema der Datenvorverarbeitung

die Filterstruktur wird eine Minimalzahl von chronologisch und äquidistant abgetasteten AGC-Werten definiert (INPMIN), welche zur Filterausgabe führt. Dieser Wert orientiert sich an der Ordnung der Filterstruktur und beträgt im vorliegenden Fall INPMIN=3. Sofern nicht genügend Eingangsdaten zur Verfügung stehen ($\text{Inp}_c < 3$), werden die zum Abtastzeitpunkt vorliegenden Daten dem probabilistischen Ortungsverfahren unter Umgehung der gesamten Filterstruktur zur Verfügung gestellt (*Direktausgabe*). Durch dieses Vorgehen ist sichergestellt, dass auch sporadisch vorliegende Eingangsdaten zur Ortung genutzt werden können. Liegt die erforderliche Mindestanzahl von Rohdaten vor, stellt das Filter die für den Ortungsprozess erforderlichen Daten (*Filterausgabe*). Sollten während des Abtastprozesses Datenlücken (NaN) auftreten, so wird unter der Annahme eines sich langsam verändernden AGC-Wertes der letzte Messwert erneut in die Filterstruktur eingespeist. Dieses Prinzip wird für eine maximale Anzahl von vier Abtastzeitpunkten

fortgesetzt (*Prognoseausgabe*). Durch die Definition dieses Prognosehorizontes (PH) stabilisiert sich der Ausgangswert des Filters auf den erneut eingespeisten Eingangswert. Eine Trendbewegung des Filterwertes wird somit vermieden. Wird aufgrund weiterhin fehlender Eingangsdaten der Prognosehorizont überschritten ($\text{PH}_c > 4$), erfolgt keine weitere Datenübergabe an den Ortungsagorithmus (*keine Ausgabe*). In diesem Fall wird von der Nichtempfangbarkeit von AGC-Daten ausgegangen und die Filterstruktur neu initialisiert. Durch dieses Vorgehen kann bei einer kurzfristigen Nichtempfangbarkeit die Äquidistanz der Daten sichergestellt werden.

Verifikation

Zur Überprüfung der Wirksamkeit der ausgelegten Filterbank wurde die Ortung des Mobilknotens K_{M1} anhand der in Kapitel 4, Seite 95 erstellten Pfadmessungen erneut durchgeführt. Tabelle 5.3 zeigt die Ergebnisse der dabei erzielten absoluten Ortungsgenauigkeiten. Sie liegt im Mittel bei circa 83 % und damit im direkten Vergleich um circa 10 %

Tabelle 5.3: Pfadmessungen mit Eingangsdatenfilter

Durchgang	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
1	17 %	83 %
2	15 %	85 %
3	20 %	80 %
$\frac{1}{3} \cdot \sum$	17,3 %	82,7 %

höher als ohne Eingangsdatenfilterung (siehe Tabelle 4.4 auf Seite 96). Die Verbesserung der Trefferquote rechtfertigt somit eine Datenvorverarbeitung.

5.2.2 Positionsfiler

Neben der Filterung der Eingangsdaten (AGC-Werte) kann auch eine Ausgangsdatenfilterung durchgeführt werden. Diese erfolgt anhand der durch den Ortungsalgorithmus generierten a posteriori-Verteilungen ($p(\vec{x}|\mathbf{a}_{(\tau,\kappa)})$) und ist ebenfalls in Abbildung 5.2 dargestellt. Da die a posteriori-Verteilung die normierte Aufenthaltswahrscheinlichkeit des Mobilknotens über allen ν Zellen beschreibt, handelt es sich in diesem Fall um einen Positionsfiler. Erst im Anschluss an das Filter erfolgt die eigentliche Zellenauswahl anhand

des Maximum a posteriori-Kriteriums (Modalwert) zur Bestimmung des wahrscheinlichsten Mobilknotenaufenthaltes. Das Positionsfilter kann prinzipiell nach den gleichen Kriterien wie denen des Eingangsdatenfilters entworfen werden. Aus Plausibilitätsgründen wird auch dieses Filter mit Berücksichtigung der Einschwingzeit nur eine geringe Ordnung aufweisen dürfen. Um die Filterstruktur weiter zu vereinfachen, wird ein einfaches Mittelwertfilter angesetzt. Es glättet die, bis zu einer durch die Ordnung des Filters definierte, Historie der auftretenden Positionsdaten mit identischen Wichtungen, deren Summe Eins ergibt. In Abhängigkeit der Filterordnung wurde dabei über einer in Abbildung 4.8 auf Seite 95 beschriebenen Indoor-Pfadmessung die Trefferhäufigkeit ermittelt (siehe Abbildung 5.6). Im Folgenden sollen dabei die drei dargestellten Verläufe näher erläutert werden.

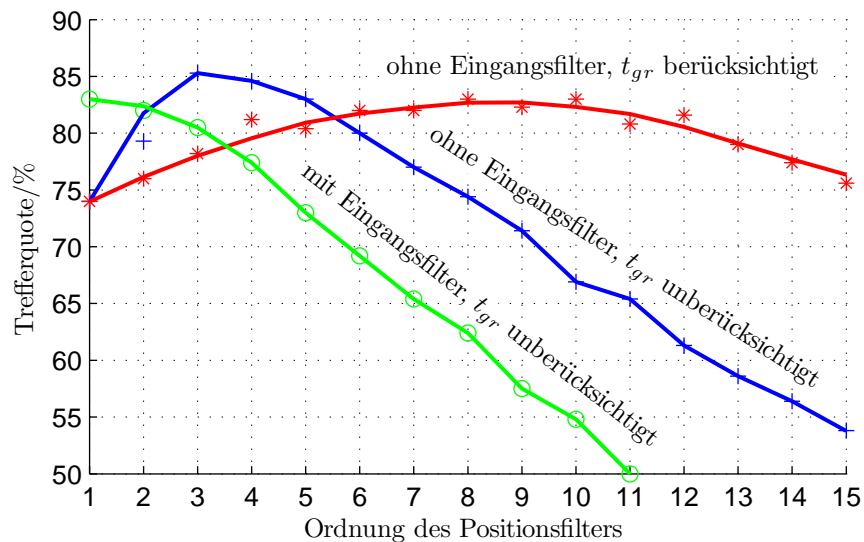


Abbildung 5.6: Einfluss der Ordnung des Positionsfilters auf die Trefferquote

Zunächst ist ein deutlicher Anstieg der absoluten Ortungsgenauigkeit (blaue Kurve) bis zu einem Maximum von circa 85% bei einer Filterordnung von drei zu erkennen. Diese ist auf eine zweckmäßige Glättung der Positionsdaten zurückzuführen und beseitigt kurzzeitige Fluktuationen in den a posteriori-Verteilungen. Mit weiterer Erhöhung der Filterordnung fällt die absolute Ortungsgenauigkeit stetig. Dieser Effekt ist auf die Einschwingzeit des Positionsfilters zurückzuführen. Die wahre Position x_w orientiert sich an den innerhalb des Datenstroms aufgezeichneten Markerzeitpunkten. Die durch das Filter geschätzte Position x' unterliegt jedoch zusätzlich der, durch die Filterordnung

bestimmten, Gruppenlaufzeit t_{gr} . Dadurch eilt die wahre Position des Mobilknotens der gefilterten und geschätzten Position um diese Zeit voraus und führt somit zu der beobachteten Trefferquote. Wird der Einfluss der Gruppenlaufzeit kompensiert (Abbildung 5.6, rote Kurve), so ist eine bis zur Filterordnung von neun anhaltende hohe absolute Ortungsgenauigkeit zu erkennen. Sie sinkt jedoch ebenfalls oberhalb dieses Maximums aufgrund des zunehmenden Glättungseffektes durch die anwachsende Historie. Kurze, ansonsten korrekt erkannte Zellenaufenthalte (z.B. Flurzellen) werden von der Filterstruktur „verschluckt“ und verringern so die Trefferquote. (Auf den Verlauf der grünen Kurve wird weiter unten eingegangen.)

In der Regel wird eine praxisnahe Anwendung des Ortungsverfahrens keine oder nur eine sehr geringe zeitliche Verzögerung des Ortungsergebnisses fordern, sodass die Gruppenlaufzeit t_{gr} des Positionsfilters keinen wesentlichen Einfluss hat. Aus diesem Grund und in Anbetracht der empirischen Ergebnisse aus Abbildung 5.6 wurde das Mittelwertfilter auf die Ordnung drei festgelegt.

Die Verifikation der Tauglichkeit des Positionsfilters erfolgte in analoger Weise wie bei dem Eingangsdatenfilter. Anhand der aufgezeichneten Datenströme der in Abschnitt 4.1.5 beschriebenen Indoor-Pfadmessungen mit K_{M1} sind die Ergebnisse der absoluten Ortungsgenauigkeit mit Positionsfilter in Tabelle 5.4 aufgeführt. Sie ergeben im Mittel

Tabelle 5.4: Pfadmessungen mit Positionsdatenfilter

Durchgang	abs. Ortungs- fehler E_a	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$
1	15 %	85 %
2	19 %	81 %
3	21 %	79 %
$\frac{1}{3} \cdot \sum$	18,3 %	81,7 %

eine Trefferquote von circa 82 % und unterscheiden sich damit nicht signifikant von dem Ergebnis einer Eingangsdatenfilterung von circa 83 % (siehe Tabelle 5.3). Eine Positionsdatenfilterung ist somit der Eingangsdatenfilterung zu bevorzugen, da sie bei vergleichbarer absoluter Ortungsgenauigkeit weniger rechen- und speicherintensiv ist. Während eine Eingangsdatenfilterbank aus $\kappa \cdot \tau = 256$ voneinander unabhängigen Filterstrukturen besteht, reduziert sich bei Verwendung des Positionsfilters diese Anzahl auf ein Filter für jeden Mobilknoten. Zudem besteht damit bei Umkehrung der Ortungsstruktur

(Selbsttortung) die Möglichkeit einer einfachen Implementierung der Filterstruktur auf dem Mobilknoten.

Eine Kombination des Positionsfilters mit der Filterdatenbank für die Eingangsdaten ist zusätzlich in Abbildung 5.6 (grüne Kurve) dargestellt. Dabei ist ein tendenziell ähnliches Verhalten in Abhängigkeit der Filterordnung zu beobachten, wie bei alleiniger Nutzung des Positionsfilters (blaue Kurve). Bedingt durch eine wirksame Vorfilterung und entsprechende Erhöhung der Trefferquote liefert das Positionsfiler jedoch keine nennenswerte Verbesserung der absoluten Ortungsgenauigkeit. Hier zeigen sich die prinzipiellen Grenzen der Datenfilterung, deren primäres Ziel die Unterdrückung von Störungen ist. Sie kann jedoch nicht die charakteristischen Daten des Zellentrainings (GAUSS-Verteilungen) nachträglich schärfen und für eine geringere Mehrdeutigkeit zwischen den Trainingsdaten sorgen. Die potenzielle Ähnlichkeit der Verteilungen ist unmittelbar an die Platzierung der Ankerknoten und die Ausbreitungscharakteristik der EM-Wellen im Untersuchungsgebiet während der Trainingsphase gekoppelt. In diesem Stadium wird bereits die natürliche Obergrenze der erreichbaren Ortungsgenauigkeit des zweistufigen Ortungsverfahrens festgelegt.

5.3 Eingrenzung des Suchraumes

Den bisherigen Betrachtungen folgend musste für jede der $\nu = 15$ Zellen des Indoor-Untersuchungsgebietes und jeden der τ Ankerknoten sowie jede vorhandene Sendeleistung ein Likelihood berechnet werden. Dabei führen insbesondere Berechnungen fernab der wahren Position x_w zu Likelihoods mit geringer Relevanz für den zu schätzenden Aufenthaltsort x' . Eine Verringerung der während des Ortungsprozesses zu berücksichtigenden Zellen führt damit ebenfalls zu einer Reduktion der Rechenzeit.

Das HORUS-System (siehe Kapitel 2, Seite 33) reduziert diesen Rechenaufwand durch explizite beziehungsweise implizite Gruppierung (Clusterbildung). Durch die explizite Gruppierung werden alle diejenigen Zellen zu einem Cluster zusammengefasst, welche von den selben Access Points (APs) abgedeckt werden. Die Zuordnung der Messung zu einer Klasse von Access Points erlaubt damit eine Einschränkung des Suchraumes. Durch die implizite Clusterbildung werden alle diejenigen Zellen vorselektiert, die, bezogen auf die Trainingsdaten, in Reichweite der Access Points liegen.

Nachfolgend wird eine andere Variante der Reduktion des diskreten Suchraumes vorge-

stellt. Sie ermöglicht, ausgehend vom momentanen Ortungsergebnis, die Prädiktion der möglichen Aufenthaltsorte zum folgenden Abtastzeitpunkt. Dabei wird bereits der in Abschnitt 5.2.2 vorstellte Positionsfilter verwendet. Als Ansatzpunkt dient die a priori-Verteilung $p(\vec{x})$. Sie wird in geeigneter Weise umgedeutet. Der Charakter der Gleichverteilung wird dabei über den als plausibel betrachteten Zellaufenthalten des nächsten Abtastzeitpunktes aufrecht erhalten. Lediglich Zellen mit unwahrscheinlichem Aufenthalt erhalten die Wahrscheinlichkeit $P(x) = 0$. Dadurch degradiert das Vorwissen zu einer Maske, welche unplausible Zellaufenthalte und damit die Berechnung ihrer Likelihoods ausblendet. Das Verfahren zeigt Abbildung 5.7.

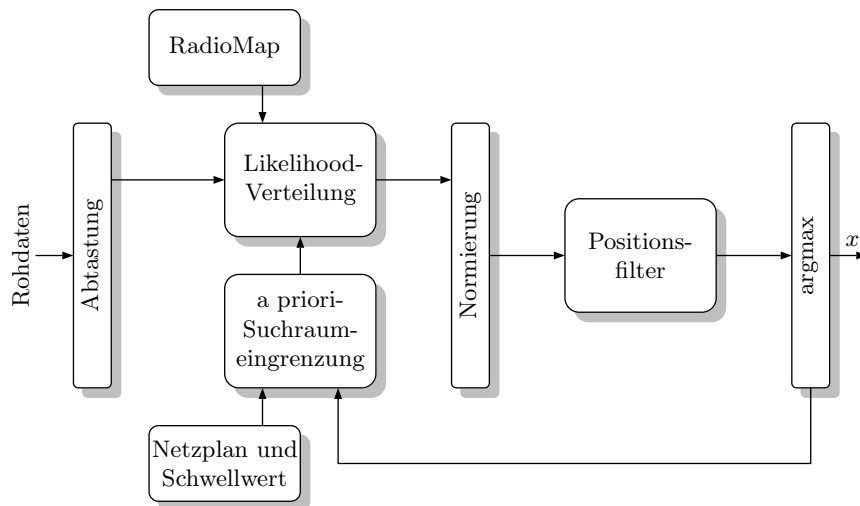


Abbildung 5.7: Eingrenzung des Suchraumes zur Verringerung des Rechenaufwandes

Die Information wird aus dem geschätzten momentanen Aufenthaltsort x' in Verbindung mit dem Bewegungsprofil des Mobilknotens gewonnen. Dieses Profil definiert sich durch die Maximalgeschwindigkeit des Mobilknotens innerhalb des Untersuchungsgebietes. Sie wurde unter Annahme einer erhöhten Schrittgeschwindigkeit auf $v = 3 \text{ m/s}$ festgelegt. Sowohl die Knotengeschwindigkeit als auch die Abtastzeit T definieren den maximal möglichen Aktionsradius s_{\max} des Mobilknotens zwischen zwei Abtastzeitpunkten. Allein die Zellen innerhalb des Aktionsradius s_{\max} ergeben die Menge der für den nächsten Abtastzeitpunkt in Frage kommenden Aufenthalte des Mobilknotens. Damit wird eine geometrische Betrachtung bezüglich der Zellenpositionen erforderlich.

Den zunächst in symbolischer Form vorliegenden Zellen müssen ihre physischen Koor-

dinaten (Mittelpunktskoordinaten) zugeordnet werden. Darüber hinaus orientiert sich die Bewegungsreichweite nicht an der in Kapitel 4 auf Seite 91 eingeführten Distanzmatrix $\mathbf{D}_{(\nu,\nu)}$. Sie enthält lediglich die euklidischen Entfernungen der Zellen untereinander. Diese können jedoch nicht zur Vorhersage der Folgeposition genutzt werden. So ist beispielsweise eine direkte Bewegung des Mobilknotens von der Zelle R205 zur Zelle R206 wegen des dazwischenliegenden Hindernisses (Wand) ausgeschlossen (siehe Abbildung 4.8, Seite 95). Unter der Bewegungsreichweite ist hingegen die pfadgerechte Distanz des Mobilknotens bei gegebenem Bewegungsprofil innerhalb des Untersuchungsgebietes zu verstehen. Sämtliche Zellen, welche innerhalb der so definierten Reichweite des Mobilknotens liegen, sind damit potenzielle Aufenthalte des folgenden Abtastzeitpunktes. So liegt im Gegensatz zur Zelle R206 lediglich die Zelle F001 in unmittelbarer Umgebung zur Zelle R205 (siehe Abbildung 4.8, Seite 95). Die Nutzung der pfadgerechten Distanzen zur Aufenthaltsprognose setzt ihrerseits die Kenntnis der Vernetzung der Zellen untereinander voraus. Damit wird ein Netzplan erforderlich, welcher alle ν Zellen (Netzknoten) entsprechend ihrer physischen Erreichbarkeit miteinander verknüpft (siehe Abbildung 5.8). Dieser Netzplan wird als invariant betrachtet und kann demnach einmalig offline erstellt werden. Die Kanten des Netzes entsprechen den pfadgerechten Distanzen zwischen den Zellenmittelpunkten. Nachdem eine symbolische Position durch das Maximum

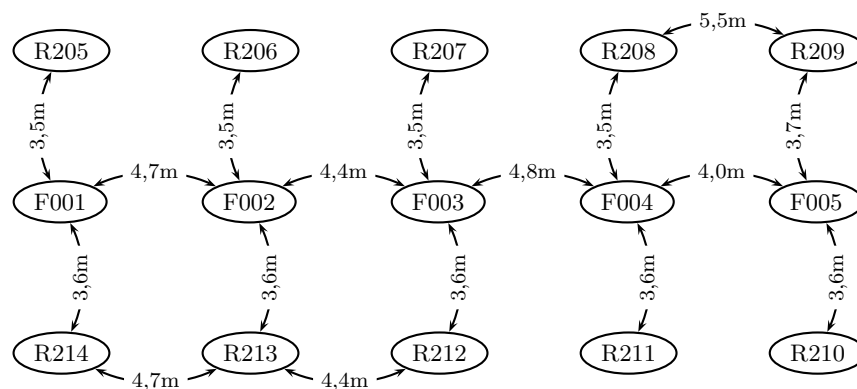


Abbildung 5.8: Netzplan des Indoor-Szenarios

a posteriori-Kriterium ermittelt wurde, erfolgt die Maskierung aller nicht in Reichweite befindlichen Zellen. Sofern jedoch die Distanz zu der unmittelbar vor der Zielzelle liegenden Zelle kleiner als der Bewegungsradius ist, wird die Zielzelle nicht maskiert. Auf diese Weise ist sichergestellt, dass mindestens alle unmittelbar an die Ausgangszelle gren-

zenden Zellen im folgenden Ortungsschritt nicht ausgeschlossen werden. Würden diese unmittelbaren Nachbarzellen maskiert, könnte ein Zellenwechsel des Mobilknotens nicht erfasst werden, da in diesem Fall die Maske nur einen einzigen potenziellen Aufenthaltsort zuließe.

Durch die Einschränkung des Suchraumes infolge der Prädiktion entsteht eine Rückkoppelstruktur innerhalb des Ortungsalgorithmus, welche, vergleichbar mit einer Stabilitätsanalyse in Regelkreisen, gesondert betrachtet werden muss. Dazu wird die folgende Fallunterscheidung durchgeführt.

Fall A:

Der geschätzte Aufenthalt x' des Mobilknotens entspricht seiner wahren Position x_w . Der Suchraum wird entsprechend des Bewegungsprofils *korrekt* eingegrenzt, wodurch das a priori-Wissen zu der erwarteten Verringerung der Rechenzeit bei der Bestimmung der Likelihoods führt.

Fall B:

Der geschätzte Aufenthalt x' des Mobilknotens entspricht nicht seiner wahren Position x_w . Der Suchraum wird entsprechend des Bewegungsprofils *falsch* eingegrenzt. In diesem Fall wird unter Umständen auch die Zelle des wahren Knotenaufenthaltes a priori maskiert, sodass die Ortungsgenauigkeit sinkt. Der dadurch verursachte Fehler pflanzt sich solange durch die Struktur fort, bis erneut Fall A eintritt.

Es ist leicht einzusehen, dass der zweite Fall vermieden werden muss. Dazu werden die Eigenschaften des Positionsfilters (siehe Abschnitt 5.2.2) genutzt. Dieser mittelt die a posteriori-Verteilung der letzten drei Abtastzeitpunkte (Filterordnung), ehe durch das Maximum a posteriori-Kriterium der Modalwert und damit x' bestimmt wird. Sofern über der Zeit von drei Abtastperioden die gleiche Zelle als Aufenthalt ermittelt wurde, kann von dem oben beschriebenen Fall A ausgegangen werden. Dabei wird der Modalwert einen hohen, nahe an Eins liegenden Wert haben. Die durch sporadische Fehlortungen oder Zellenwechsel verursachten Fluktuationen der geschätzten Position übertragen sich ebenfalls auf den Mittelwertfilter. In diesem Fall wird der Betrag des Modalwertes deutlich sinken, was folgendes Beispiel zeigt. Wurde mit je 100 % in zwei von drei Fällen die korrekte Position ermittelt, so wird der Modalwert auf $2/3 \approx 0,66$ absinken. Aus diesem Grund wird der Modalwert als Vertrauensindikator zur Eingrenzung des Suchraumes genutzt. Ein Schwellenwert g differenziert dabei zwischen den oben geschilderten Fällen. In Bezug auf das skizzierte Beispiel wurde diese Grenze im Intervall von $0,66 \leq g \leq 1$ auf

$g = 0, 8$ festgelegt. Unterschreitet der Modalwert der gemittelten a posteriori-Verteilung den Wert $g = 0, 8$, so wird keine der ν Zellen des Untersuchungsgebietes a priori ausgeschlossen und damit Fall B vermieden. Tabelle 5.5 zeigt die Resultate ohne sowie unter Nutzung des eingeführten Grenzwertes bezogen auf die in Abschnitt 4.1.5 beschriebenen Pfadmessungen mit K_{M1} . Dabei ist zu erkennen, dass die Ortungsgenauigkeit sinken

Tabelle 5.5: Reduktion der Rechenzeit durch Berücksichtigung des Schwellenwertes

Durchgang	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$ ohne Schwellenwert	maximale Anzahl von Zellen	abs. Ortungs- genauigkeit $1 - E_a$ mit Schwellenwert	Anzahl maskierter Zellen
1	85 %	3990	86 %	1675
2	75 %	3975	85 %	1921
3	79 %	4065	79 %	1535
$\frac{1}{3} \cdot \sum$	79,7 %	4010	83,3 %	1710

kann (zweiter Durchlauf), sofern Zellenmaskierungen unabhängig vom Modalwertbetrag des Ortungsergebnisses durchgeführt werden. Bei dessen Berücksichtigung zeigt sich, verglichen mit den Ergebnissen auf Seite 121, eine ähnlich hohe absolute Ortungsgenauigkeit. Hier konnten, von den über der Pfadmessung im Mittel 4010 zu berechnenden Zellenaufenthalten, im Mittel 1710 Zellen von einer Likelihood-Berechnung ausgeschlossen werden. Das entspricht, unter Annahme identischer Zeiten bei der Berechnung von Zellen-Likelihoods, einer Einsparung von circa 42,6 % der ursprünglichen Rechenzeit.

Kapitel 6

Zusammenfassung und Ausblick

6.1 Zusammenfassung

Beginnend mit einem Überblick über allgemeine Ansätze zur Ortung von Objekten befasste sich die vorliegende Arbeit mit der Realisierung eines zellenbasierten probabilistischen Verfahrens zur symbolischen Ortung mobiler Knoten durch Mustererkennung mit Hilfe der Fingerabdruckmethode (pattern matching) im Gebäudeinneren. Dabei dienten sowohl die Erkenntnisse des RADAR-Systems der Firma Microsoft als auch die des HORUS-Systems der Universität von Maryland als Ausgangspunkte der Betrachtungen. Im Mittelpunkt der Arbeit standen dabei Untersuchungen der nach dem Chirp Spread Spectrum (CSS) arbeitenden Funkhardware der Firma Nanotron in Bezug auf die Umsetzung des empfangssignalstärkebasierten zweistufigen Ortungsverfahrens. Dazu wurde unter Nutzung der nanoLOC-Transceiver der Firma Nanotron eine Hardware zum Aufbau eines unidirektionalen Funknetzes, bestehend aus mobilen und stationären Netzwerkknoten, entwickelt. Für die nachträgliche Auswertung der empirischen Daten verfügen die Ankerknoten zusätzlich über 10/100 MBit-Ports zur Anbindung an ein IEEE-802.3 kompatibles Ethernet. Die hardwarenahe Programmierung der Transceiver gestattete neben der Auswertung des für den Ortungsalgorithmus erforderlichen Signalstärkeparameters (AGC-Gain) auch die Ausdehnung und Anwendung des Verfahrens auf verschiedene Sendeleistungen. Damit konnte die ursprüngliche Struktur des HORUS-Systems in erweiterter Form umgesetzt werden. Der innerhalb einer ausgewählten Gebäudestruktur angewendete Basisalgorithmus lieferte eine absolute Ortungsgenauigkeit von circa 73 % und bestätigte so die prinzipielle Eignung des Verfahrens. Der mittlere Entfernungsfehler lag für das 95. Perzentil bei 6,2 m. Bei einer mittleren Zellengröße von 5×5 m wird

damit selbst im Fall einer Fehlortung mit hoher Wahrscheinlichkeit eine unmittelbare Nachbarzelle ausgewählt. Der flexible Aufbau erlaubte zudem Untersuchungen, welche Abschätzungen des Einflusses verschiedener Parameter wie

- Höhenvariation und
- Antennenausrichtung der Mobilknoten sowie
- Hardwarestreunungen

auf die Ortungsgenauigkeit zuließen. Dabei zeigte sich in den beiden erstgenannten Fällen eine deutliche Verringerung der Trefferquote bis hin zu 37 %. Hingegen belegte die hohe Reproduzierbarkeit der Ortungsgenauigkeit bei Verwendung baugleicher Netzwerkknoten die Übertragbarkeit einer mit einem Mobilknoten erstellten RadioMap auf andere Knoten.

Das Ortungsverfahren wurde neben dem primären Einsatzfeld im Indoor-Bereich ebenfalls im Outdoor-Bereich getestet. Hierbei erwies sich selbst unter einfachen Ausbreitungsbedingungen der EM-Wellen die Vorhersage des AGC-Verlaufes über der Distanz zwischen Sender und Empfänger als problematisch. Zwar konnten die beobachteten Effekte der AGC-Überhöhungen auf Interferenzerscheinungen durch Mehrfachsignalausbreitung zurückgeführt werden, jedoch widerspiegeln sie zugleich die Schwierigkeiten einer simulativen Verhaltensbeschreibung der Signalstärke (Empfangsleistung) im Indoor-Bereich. Darüber hinaus ist die geringe Signifikanz der Trainingsdaten im Outdoor-Bereich zwischen den Zellen Ursache für die erzielte absolute Ortungsgenauigkeit von lediglich 1 %.

Eine Systemerweiterung erfolgte im Anschluss unter den folgenden Gesichtspunkten:

- der Verringerung der Größe der RadioMap,
- einer Datenfilterung zur Steigerung der Ortungsgenauigkeit sowie
- der Eingrenzung des Suchraumes während der Ortungsphase.

Durch die funktionale Beschreibung der Verteilungsparameter in Abhängigkeit der Sendeleistung konnte die RadioMap um 93 % bezogen auf ihre ursprüngliche Größe reduziert werden. Eine Datenfilterung der AGC-Rohdaten durch eine Finite Impulse Response (FIR)-Filterbank erwies sich ebenso effektiv, wie eine Filterung der Positionsdaten selbst. Die Ortungsgenauigkeit stieg in beiden Fällen, bezogen auf die selben empirischen Daten

des Basisverfahrens, auf circa 83 %. Dabei liegt jedoch die Effizienz eines Positionsfilters deutlich oberhalb der einer Rohdatenfilterung der AGC-Werte. Grund dafür ist neben des erhöhten Speicherbedarfes der FIR-Filterbank ebenso die mögliche Nichtäquidistanz der Eingangsdaten und deren gesonderte Behandlung. Zur Eingrenzung des Suchraumes während der Ortungsphase wurde eine, auf einem anpassbaren Bewegungsprofil des Mobilknotens basierende, Prädiktion des nächsten möglichen Zellenaufenthaltes anhand des vorherigen umgesetzt. Die Art der Zellenvorselektion erfordert eine dynamische Anpassung der entstehenden Rückkopplung. Sie erfolgt anhand des Absolutwertes des Modalwertes der a posteriori-Verteilung. Unter Beibehaltung der ursprünglichen absoluten Ortungsgenauigkeit konnte so eine Einsparung der Rechenzeit von circa 42 % erzielt werden.

6.2 Ausblick

Mit dem realisierten System steht ein System zur Verfügung, welches innerhalb des gewählten Indoor-Untersuchungsgebietes und des verwendeten Funkstandards zur symbolischen Ortung mobiler Netzwerkknoten mit einer Genauigkeit von circa 83 % verwendet werden kann. Eine Projektion dieser Ergebnisse auf andere Indoor-Szenarien ist dabei jedoch, in Anbetracht der Individualität dieser, nur bedingt möglich. Insofern ist die erzielte Ortungsgenauigkeit als singulär zu bezeichnen. Erst durch weitere Studien in anderen Umgebungsszenarien können die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit erhärtet werden. Insbesondere die Abhängigkeit der Ortungsgenauigkeit von einer Variation der Ankerknotenpositionen scheint untersuchungswürdig.

Einen weiteren Ansatzpunkt zur Systemverbesserung bietet die herstellerseitige Vergrößerung des diskreten AGC-Wertebereiches. Die vorliegenden Ergebnisse konnten bereits mit einer Anzahl von 27 Stufen ($\hat{=}$ 4,75 Bit) erzielt werden. Durch eine Erweiterung der Auflösung ist eine geringere Varianz der Trainingsdaten und eine damit verbundene größere Trennschärfe zwischen den Zellen zu erwarten.

Daneben kann das Verfahren zur Eingrenzung des Suchraumes weiter verfeinert werden. Insbesondere starke Schwankungen in der a posteriori-Verteilung führen dem vorgestellten Ansatz nach zu keinem Ausschluss von Zellen mit unplausiblen Aufenthalt. Hier bietet die Analyse der Empfangsreichweite der Ankerknoten in Abhängigkeit der Sendeleistung des Mobilknotens ein zusätzliches Indiz zur Vorselektion von Zellen. Die-

ser Ansatz konnte jedoch in Bezug auf die geringe räumliche Ausdehnung des Indoor-Untersuchungsgebietes nicht weiter verfolgt werden.

Im Anschluss an die aufgeführten Punkte besteht die zentrale Aufgabe in der ökonomischen Betrachtung des vorgestellten Konzeptes zur praxisnahen Verfahrensumsetzung sowie die Verknüpfung der Ortsinformationen mit zusätzlichen Nutzinformationen des Mobilknotens. Dabei sollte der in der Arbeit vorgestellte Entwurf einer Anbindung an eine gebäudeinterne Netzwerkinfrastruktur neu bewertet werden. Mit einer Implementierung der Ortungsalgorithmen auf den Mobilknoten würden sich die Funktionen von Mobilknoten als Sender und Ankerknoten als Empfänger umkehren und eine Struktur zur Selbstortung geschaffen werden. Insbesondere Bedenken den Datenschutz, den Installationsaufwand sowie die Abhängigkeit von bestehenden Infrastrukturen betreffend, würden damit unmittelbar an Gewicht verlieren.

Schaltpläne und Platinenlayouts

Abbildung A.1 zeigt die Bestückungs- sowie Lötseite eines Mobilknotens im Maßstab 1:1. Abbildung A.2 zeigt den zugehörigen Schaltplan.



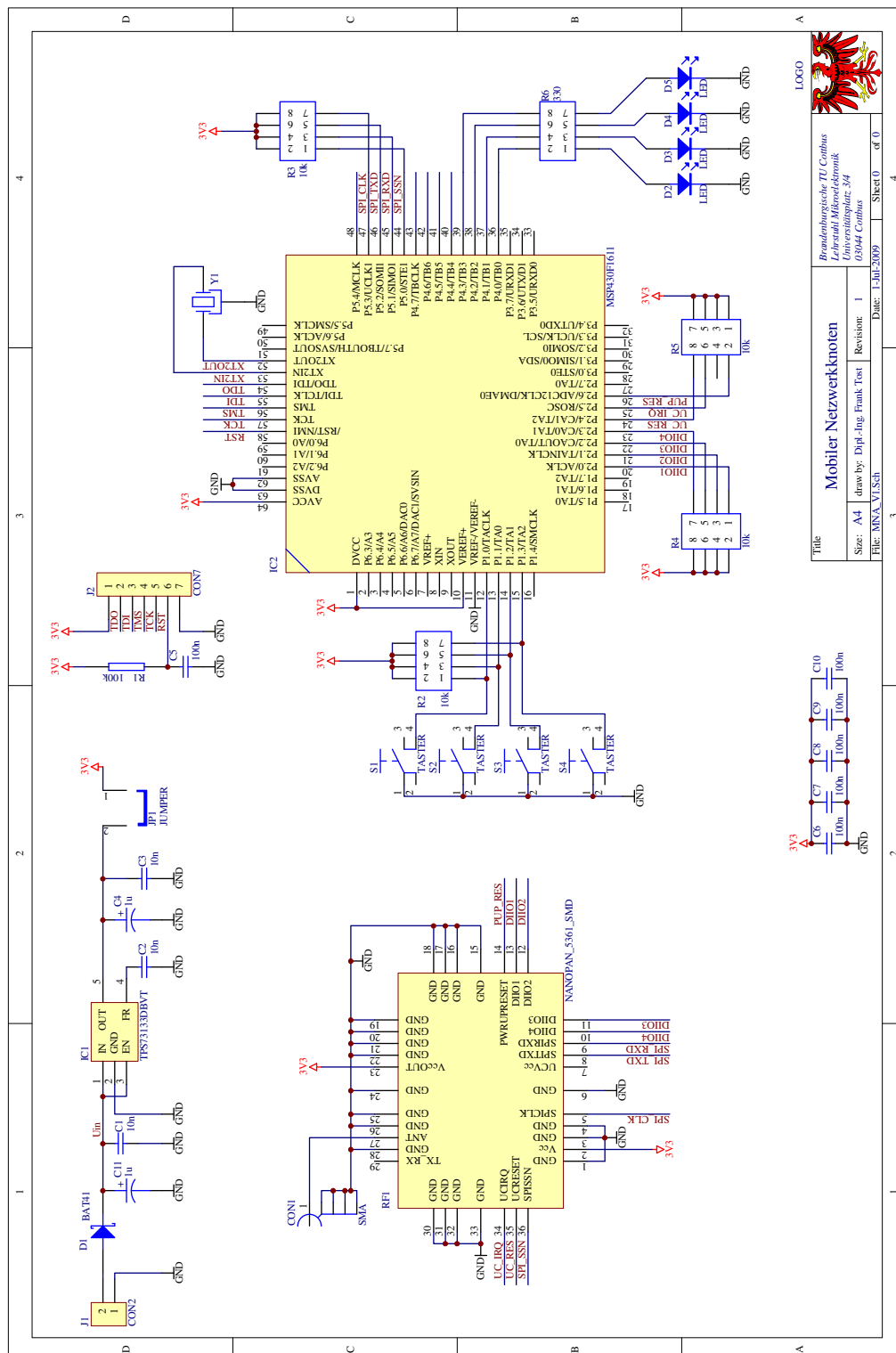


Abbildung A.2: Schaltplan eines Mobilknotens

A.2 Ankernoten

Abbildung A.3 zeigt die Bestückungs- sowie Lötseite eines Ankerknotens im Maßstab 1:1. Abbildung A.4 zeigt den zugehörigen Schaltplan.

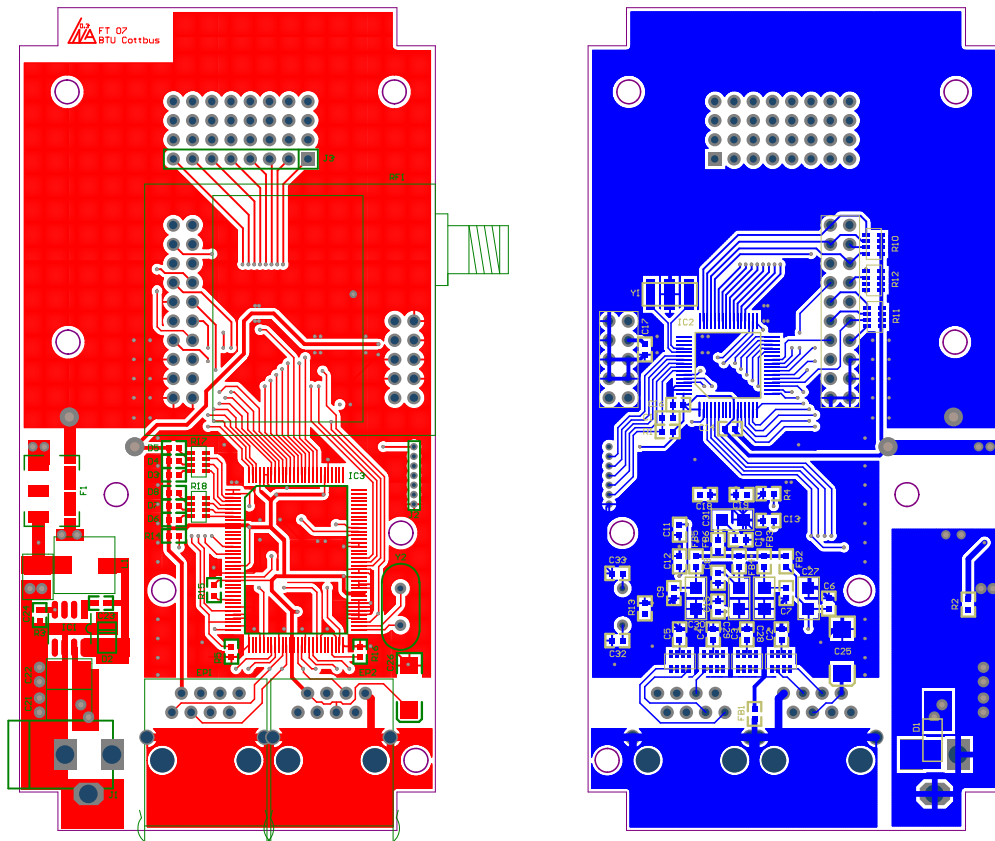


Abbildung A.3: Top-Layer (links) und Bottom-Layer (rechts) eines Ankerknotens

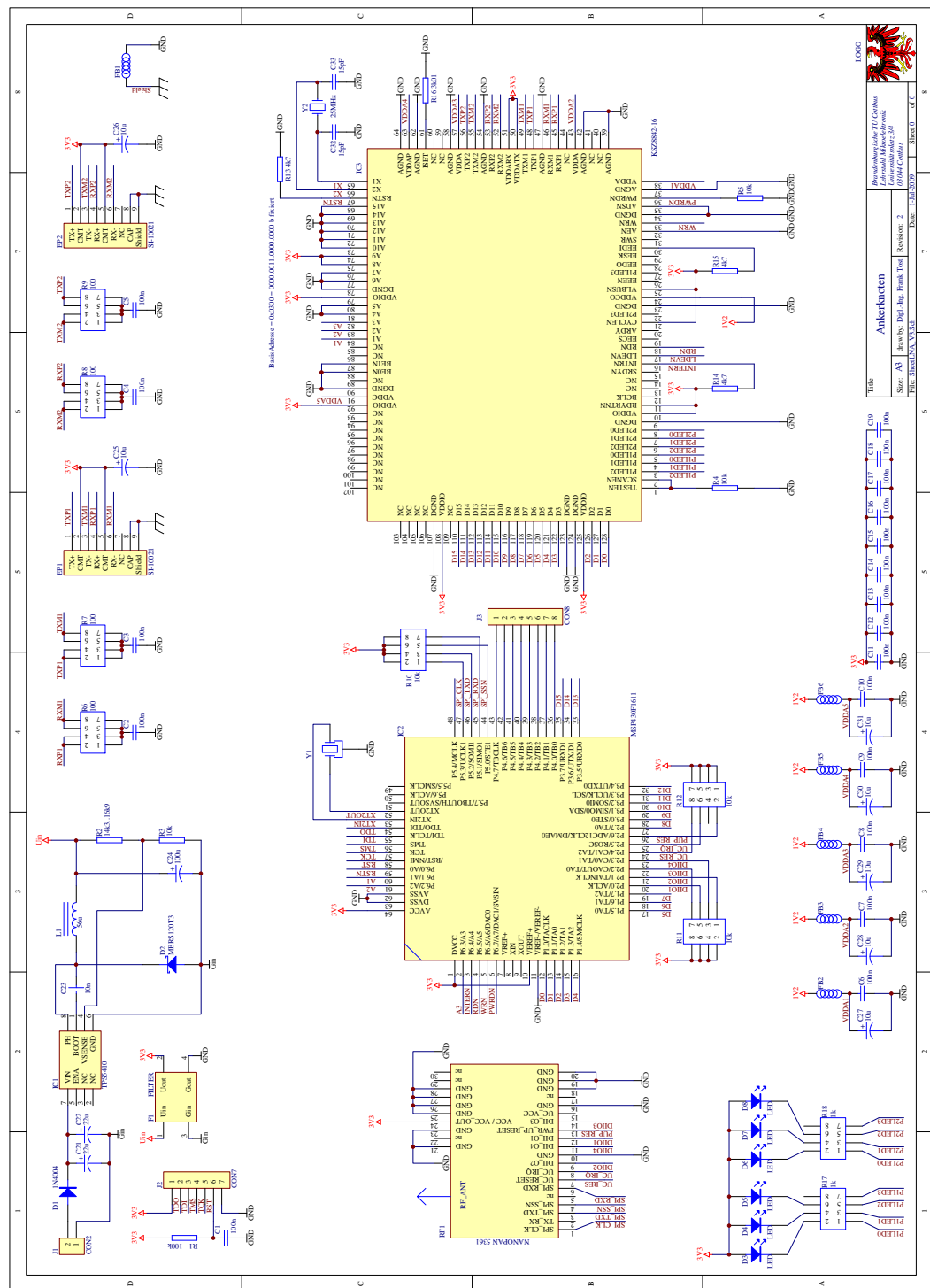


Abbildung A.4: Schaltplan eines Ankerknotens

Anhang B

Vollständige Indoor-RadioMap

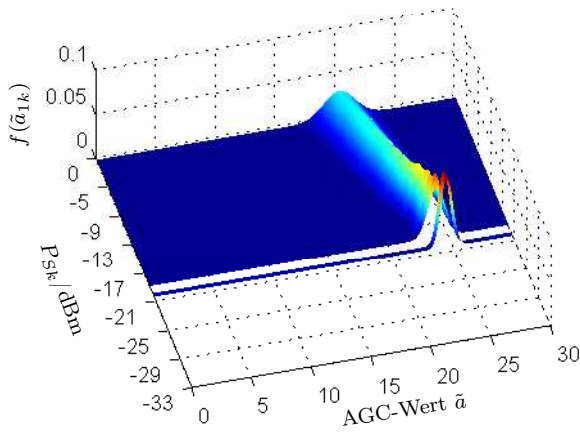


Abbildung B.1 a: Training an K_{F1}

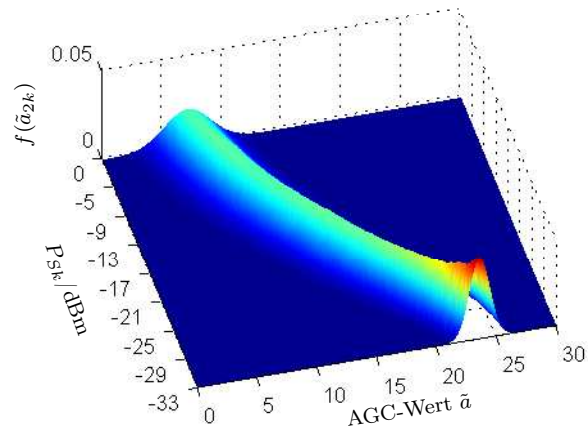


Abbildung B.1 b: Training an K_{F2}

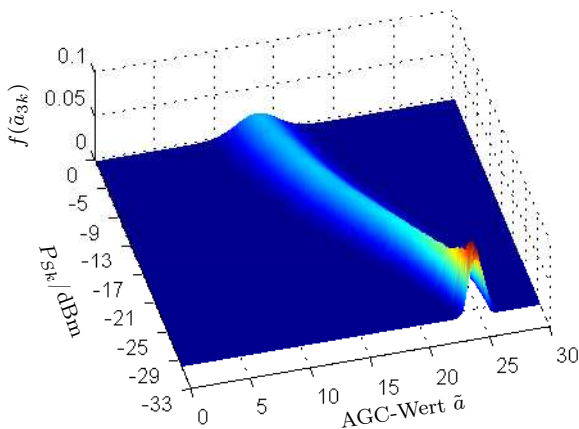


Abbildung B.1 c: Training an K_{F3}

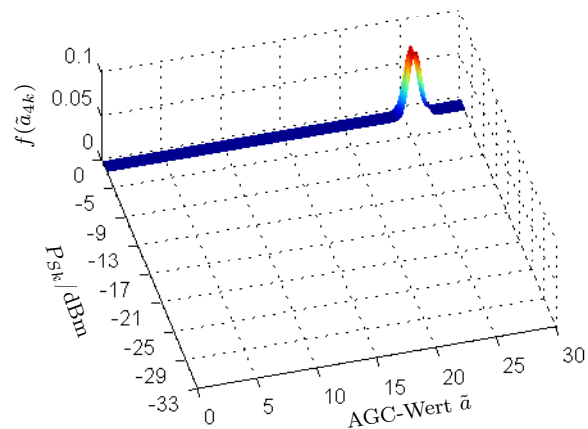


Abbildung B.1 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.1: Vollständiges Training der Zelle R205

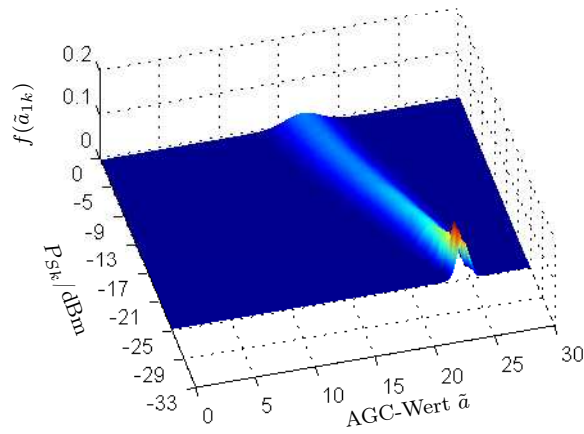


Abbildung B.2 a: Training an K_{F1}

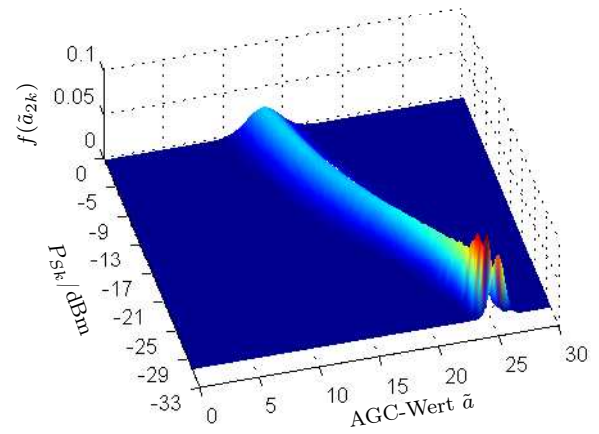


Abbildung B.2 b: Training an K_{F2}

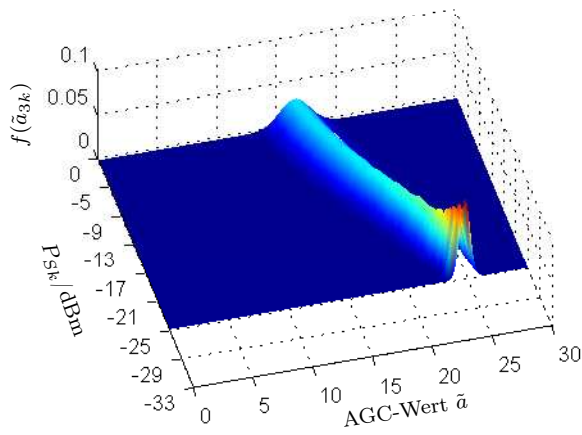


Abbildung B.2 c: Training an K_{F3}

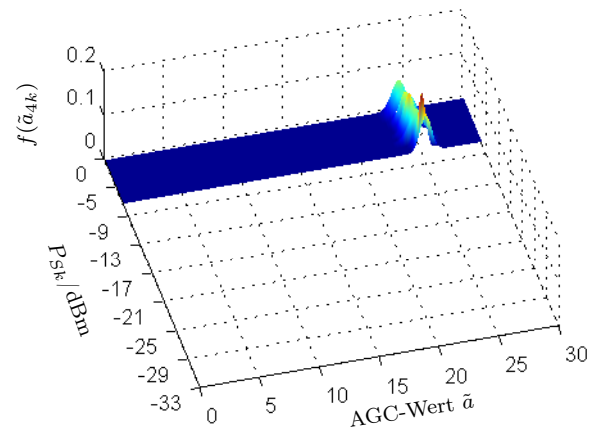


Abbildung B.2 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.2: Vollständiges Training der Zelle R206

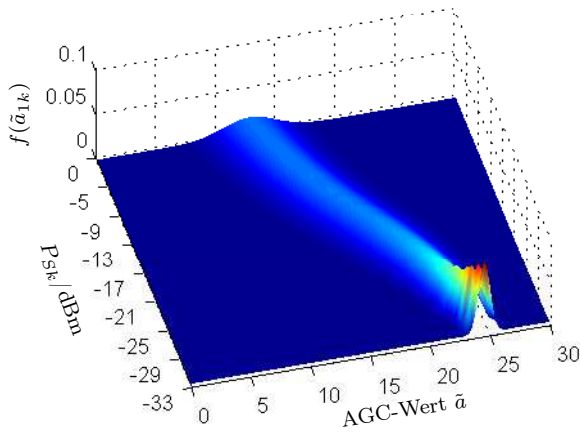


Abbildung B.3 a: Training an K_{F1}

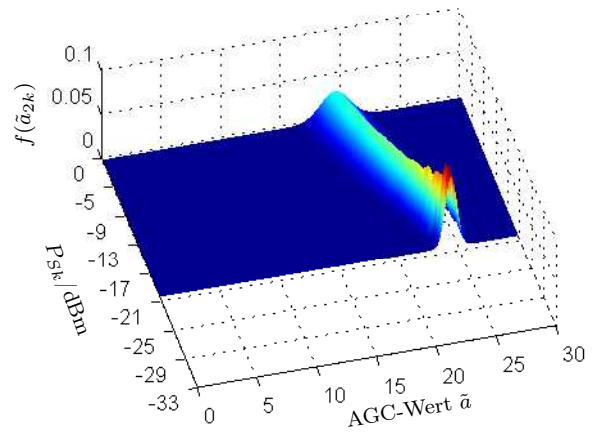


Abbildung B.3 b: Training an K_{F2}

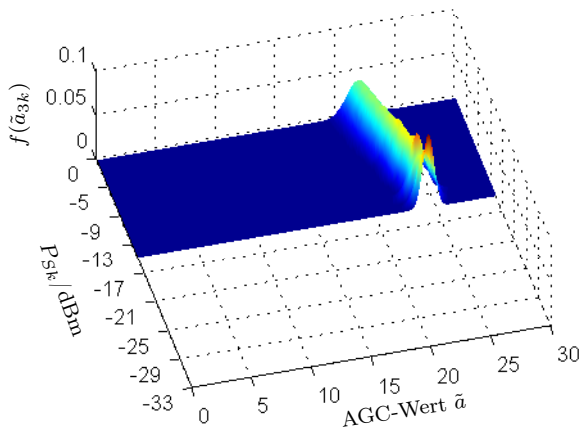


Abbildung B.3 c: Training an K_{F3}

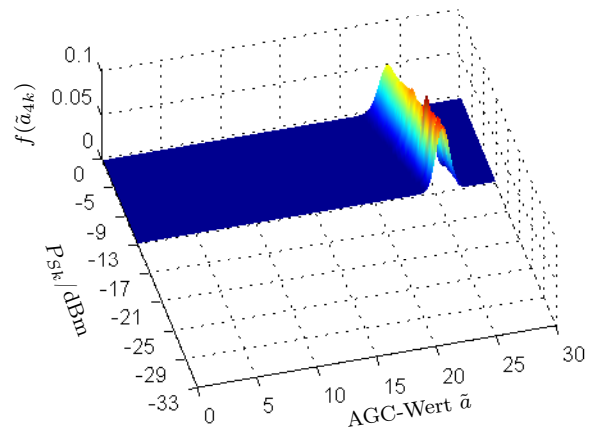


Abbildung B.3 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.3: Vollständiges Training der Zelle R207

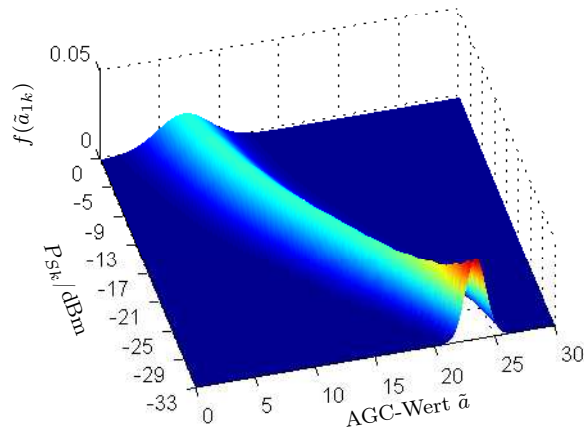


Abbildung B.4 a: Training an K_{F1}

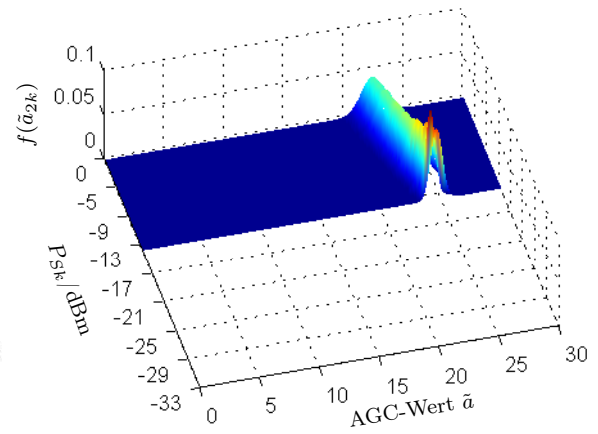


Abbildung B.4 b: Training an K_{F2}

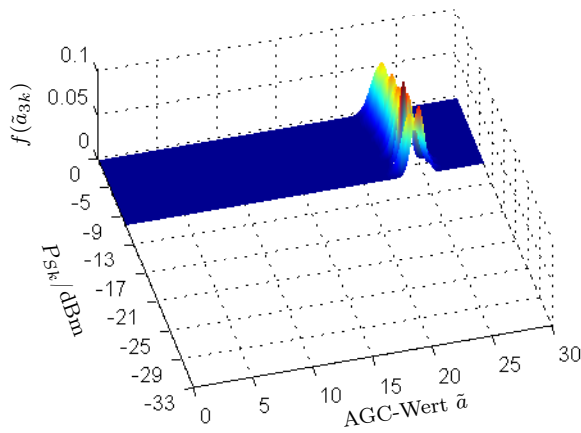


Abbildung B.4 c: Training an K_{F3}

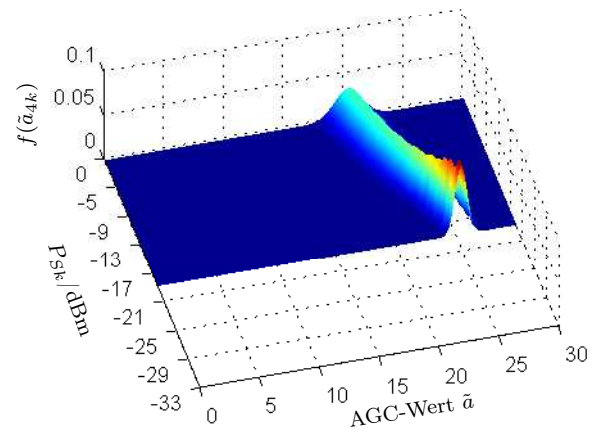


Abbildung B.4 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.4: Vollständiges Training der Zelle R208

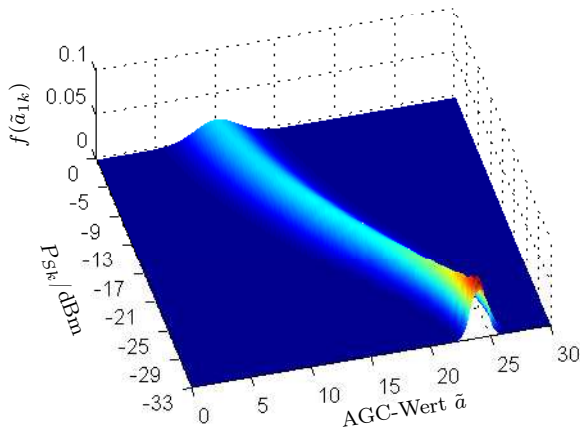


Abbildung B.5 a: Training an K_{F1}

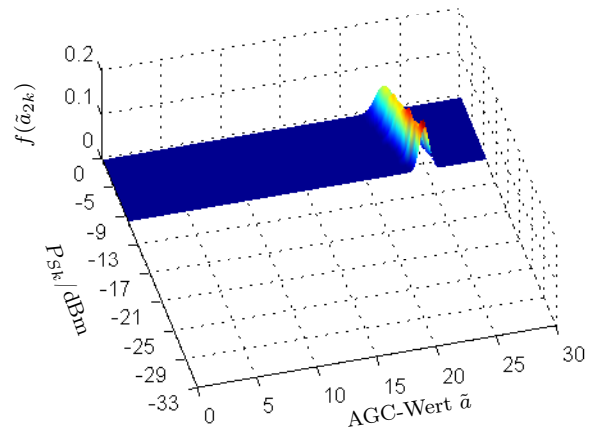


Abbildung B.5 b: Training an K_{F2}

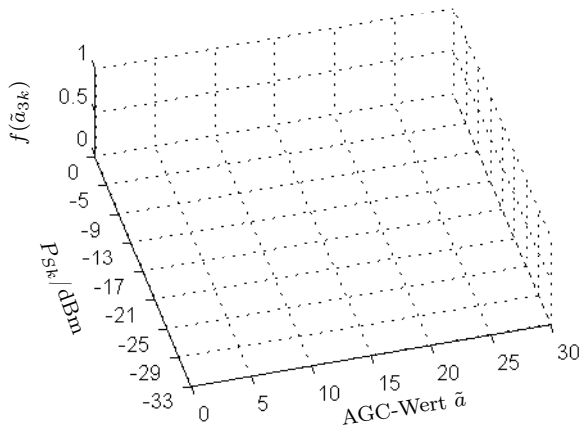


Abbildung B.5 c: Training an K_{F3}

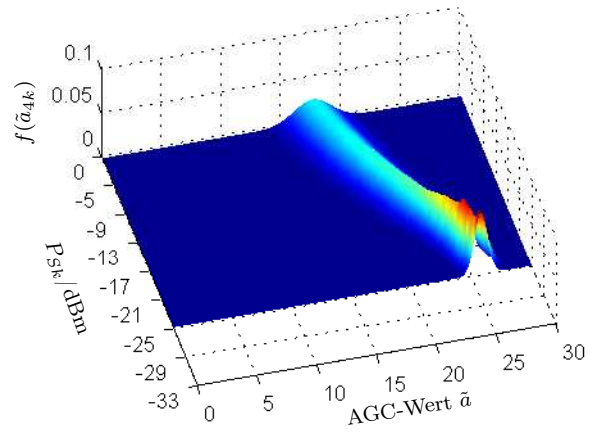


Abbildung B.5 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.5: Vollständiges Training der Zelle R209

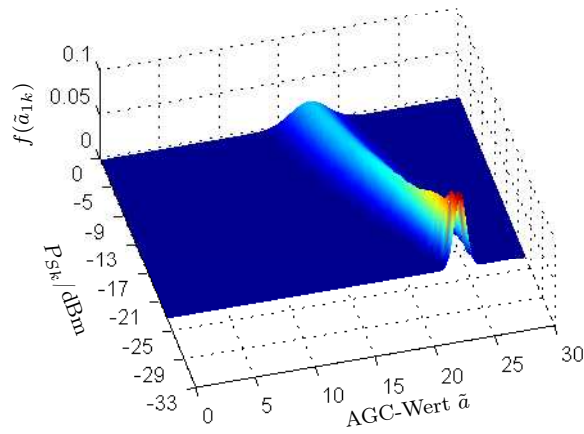


Abbildung B.6 a: Training an K_{F1}

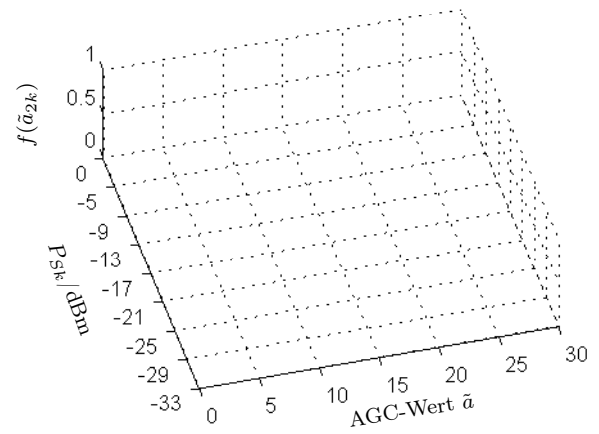


Abbildung B.6 b: Training an K_{F2}

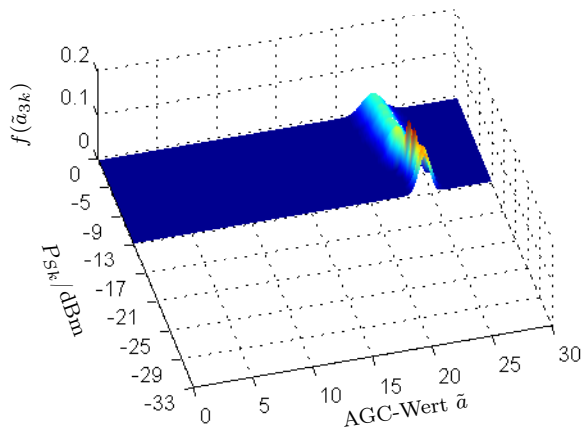


Abbildung B.6 c: Training an K_{F3}

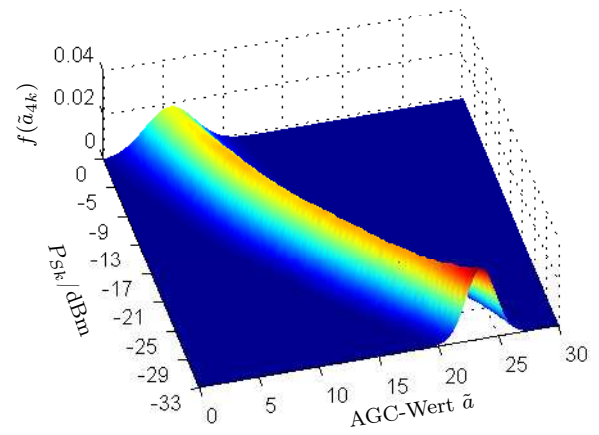


Abbildung B.6 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.6: Vollständiges Training der Zelle R210

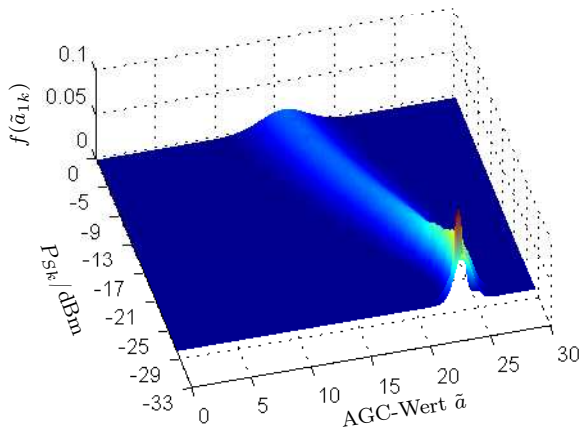


Abbildung B.7 a: Training an K_{F1}

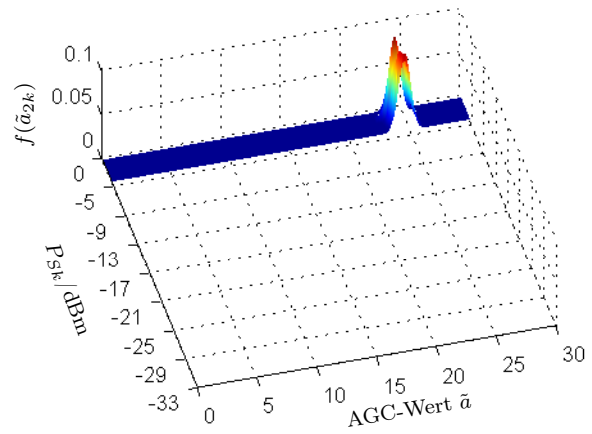


Abbildung B.7 b: Training an K_{F2}

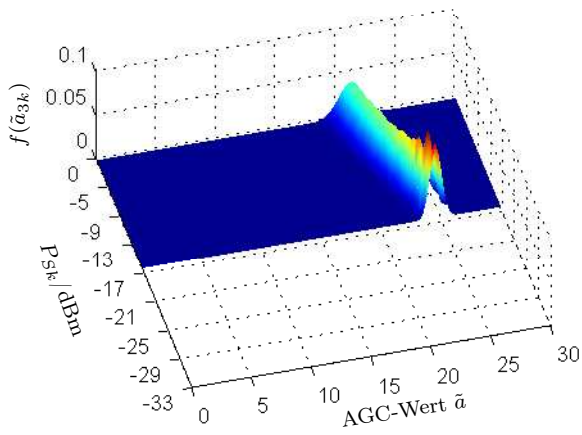


Abbildung B.7 c: Training an K_{F3}

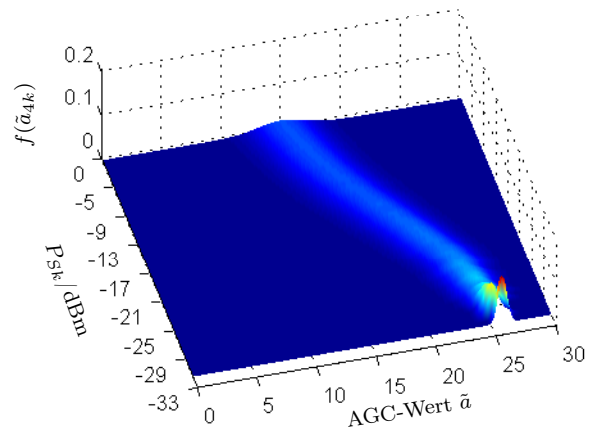


Abbildung B.7 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.7: Vollständiges Training der Zelle R211

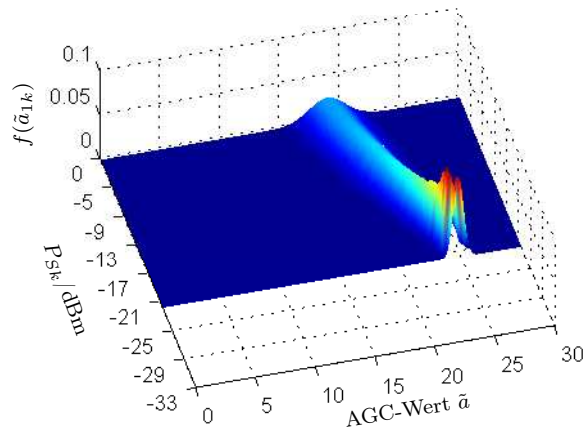


Abbildung B.8 a: Training an K_{F1}

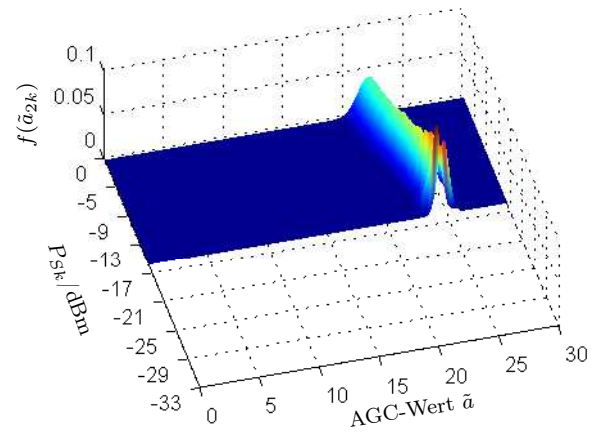


Abbildung B.8 b: Training an K_{F2}

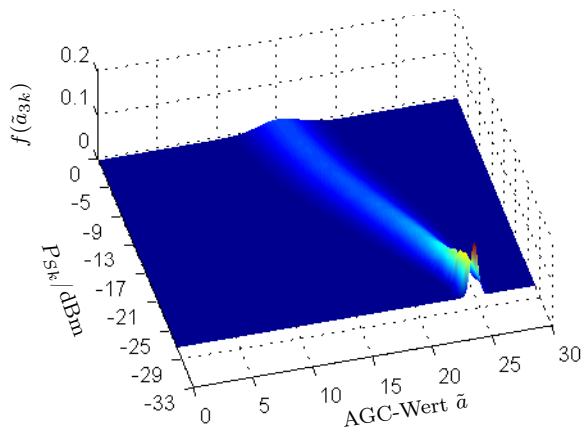


Abbildung B.8 c: Training an K_{F3}

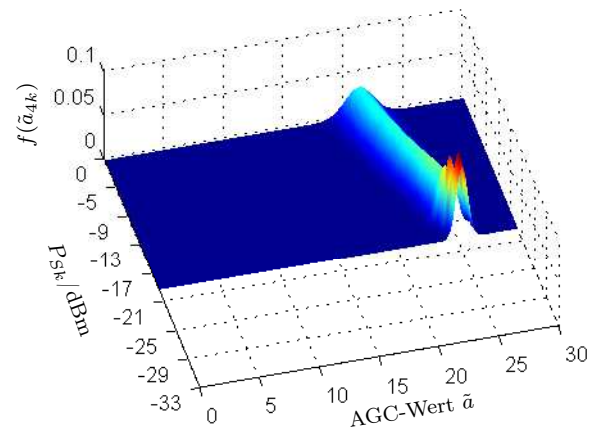


Abbildung B.8 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.8: Vollständiges Training der Zelle R212

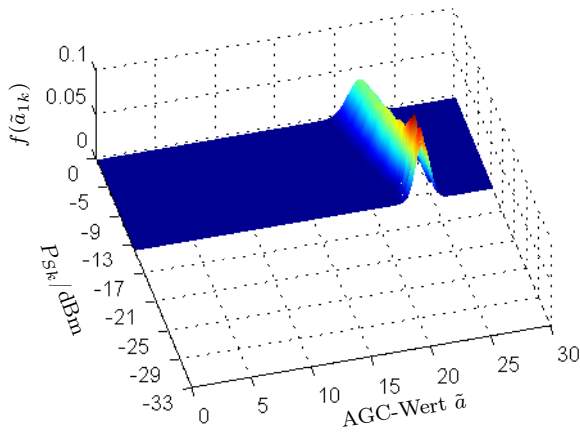


Abbildung B.9 a: Training an K_{F1}

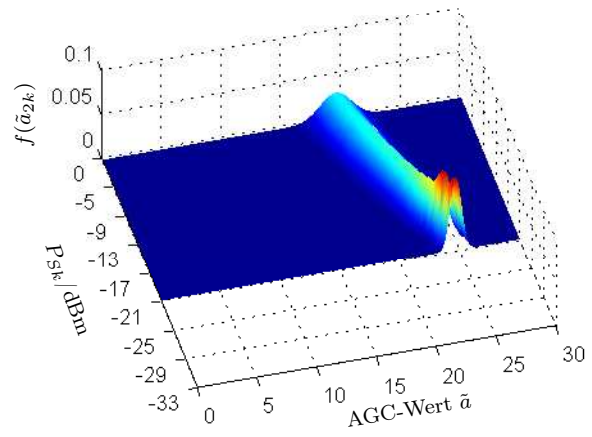


Abbildung B.9 b: Training an K_{F2}

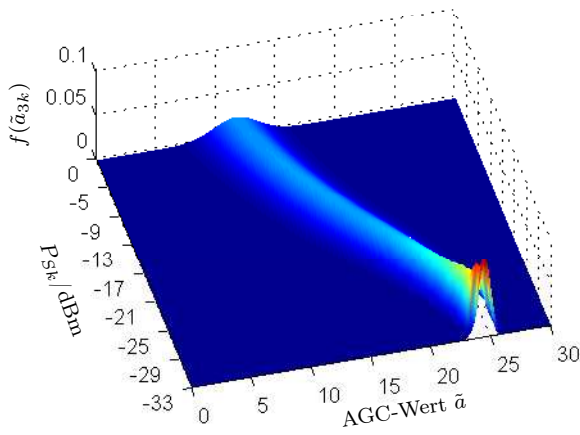


Abbildung B.9 c: Training an K_{F3}

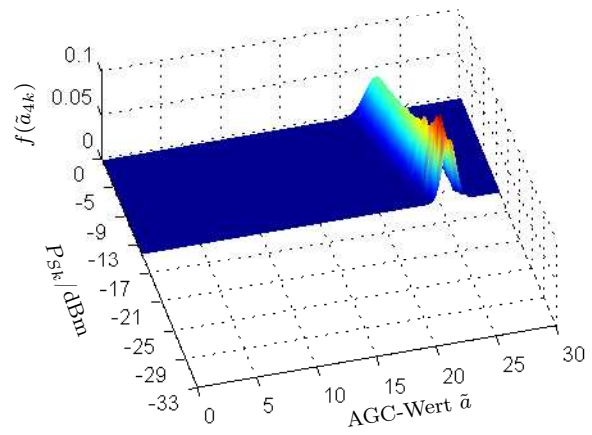


Abbildung B.9 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.9: Vollständiges Training der Zelle R213

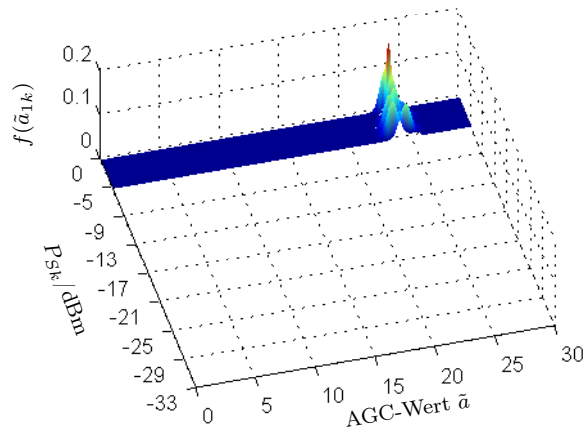


Abbildung B.10 a: Training an K_{F1}

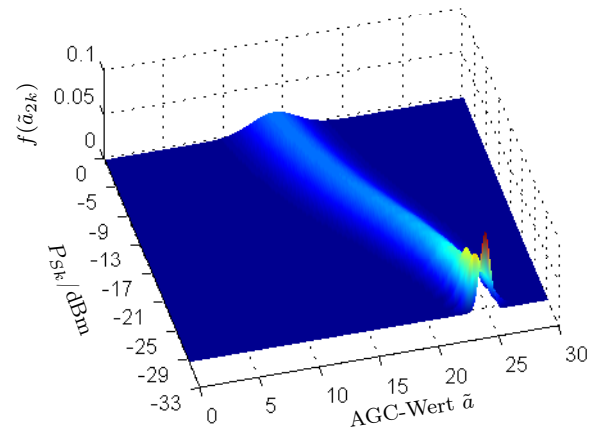


Abbildung B.10 b: Training an K_{F2}

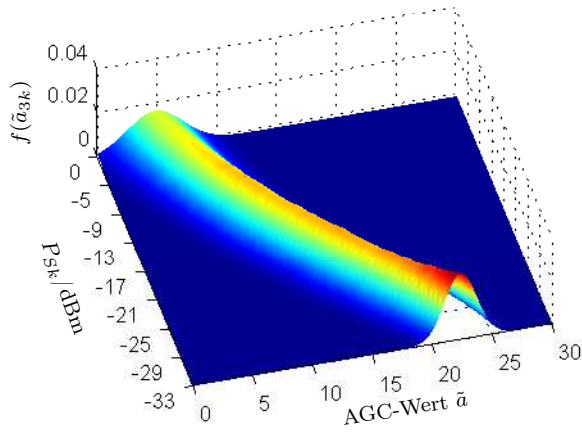


Abbildung B.10 c: Training an K_{F3}

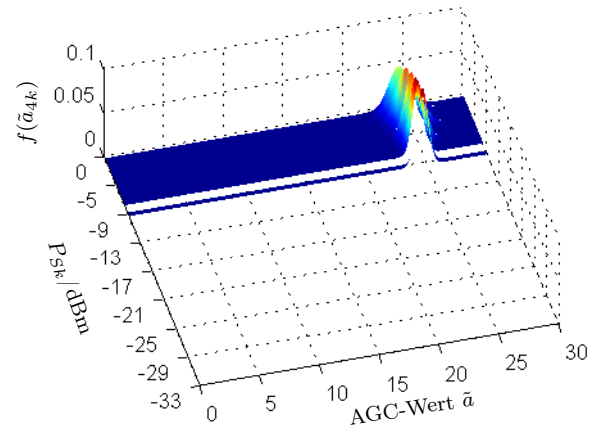


Abbildung B.10 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.10: Vollständiges Training der Zelle R214

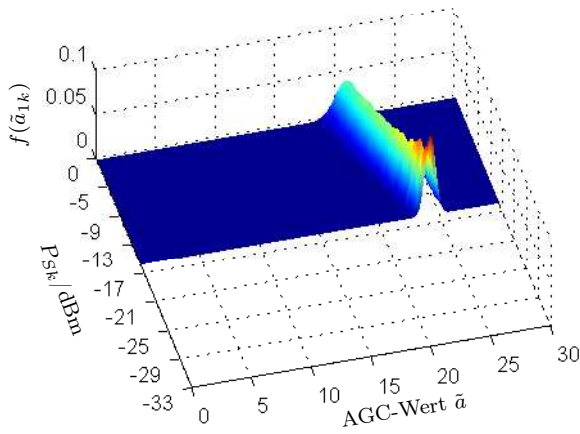


Abbildung B.11 a: Training an K_{F1}

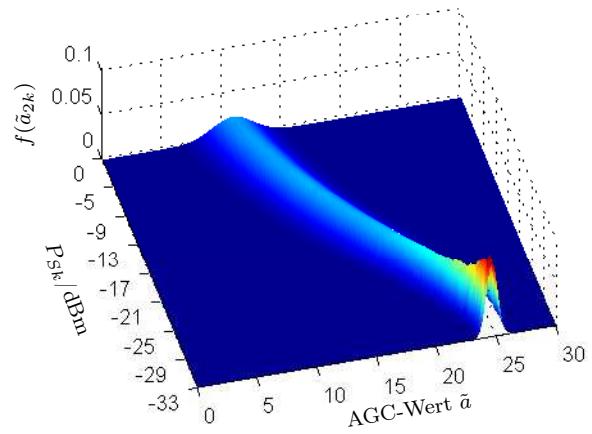


Abbildung B.11 b: Training an K_{F2}

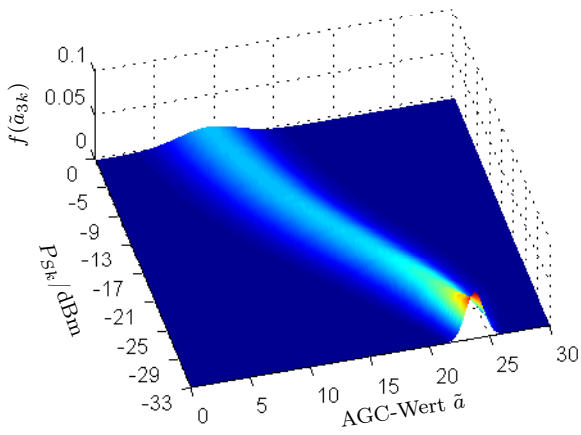


Abbildung B.11 c: Training an K_{F3}

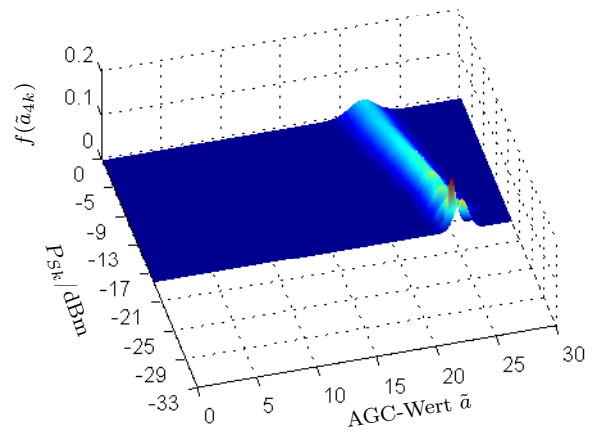


Abbildung B.11 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.11: Vollständiges Training der Zelle F001

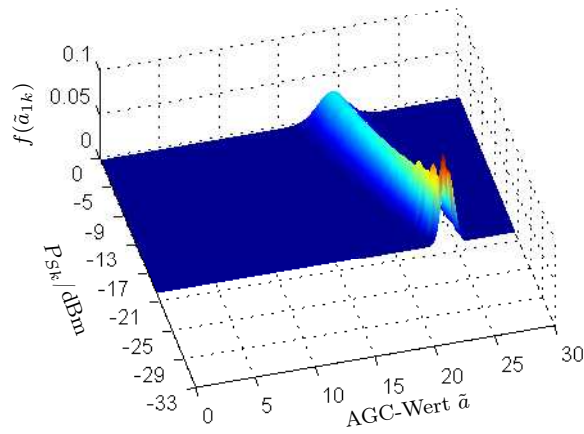


Abbildung B.12 a: Training an K_{F1}

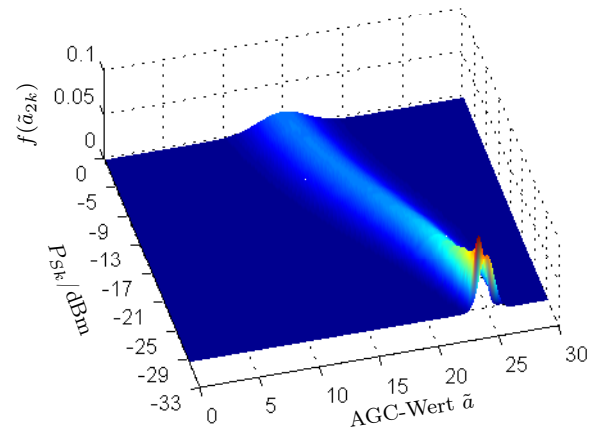


Abbildung B.12 b: Training an K_{F2}

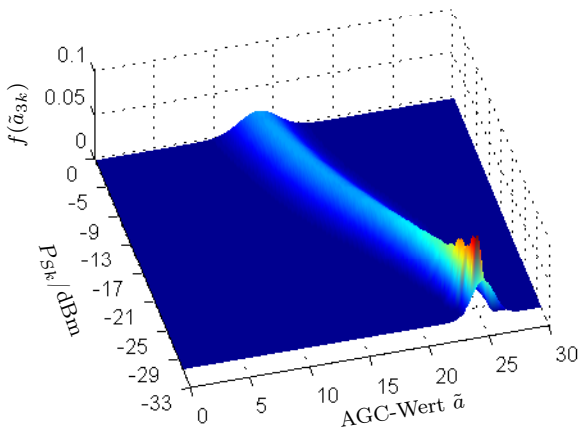


Abbildung B.12 c: Training an K_{F3}

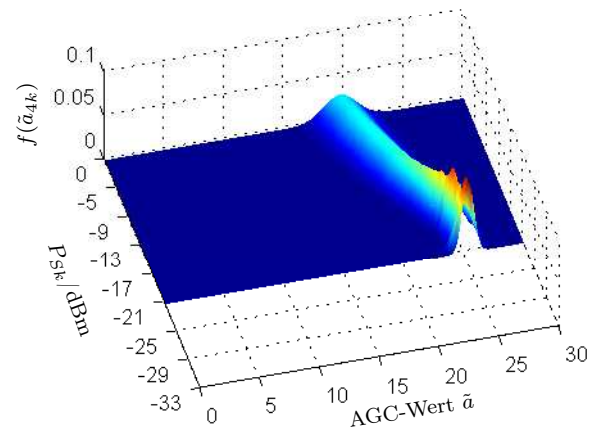


Abbildung B.12 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.12: Vollständiges Training der Zelle F002

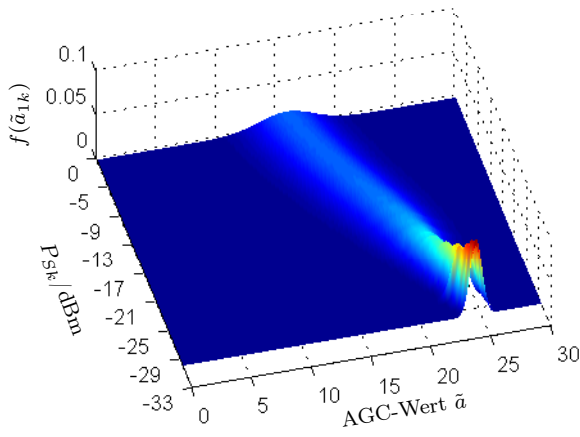


Abbildung B.13 a: Training an K_{F1}

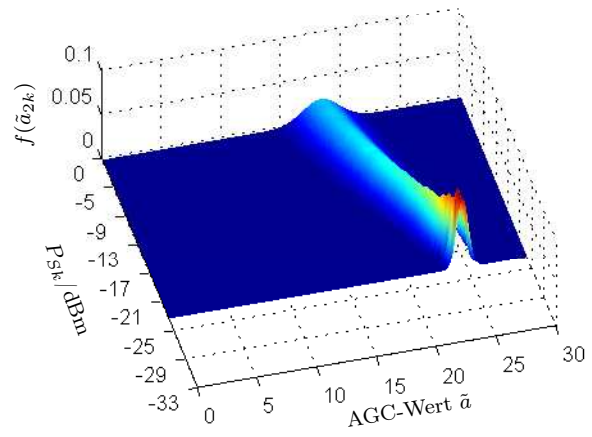


Abbildung B.13 b: Training an K_{F2}

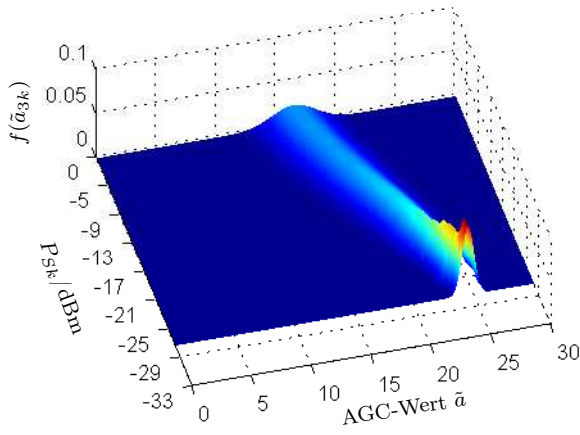


Abbildung B.13 c: Training an K_{F3}

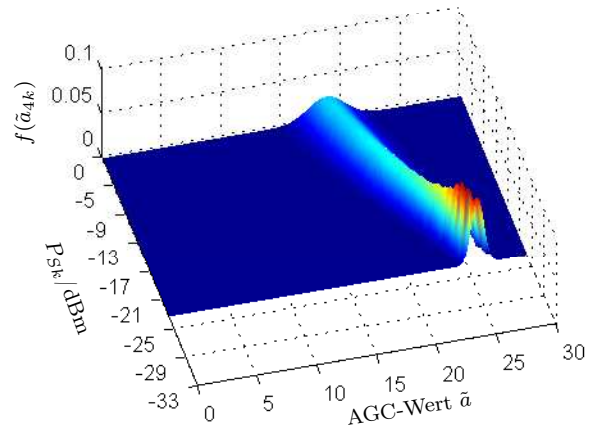


Abbildung B.13 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.13: Vollständiges Training der Zelle F003

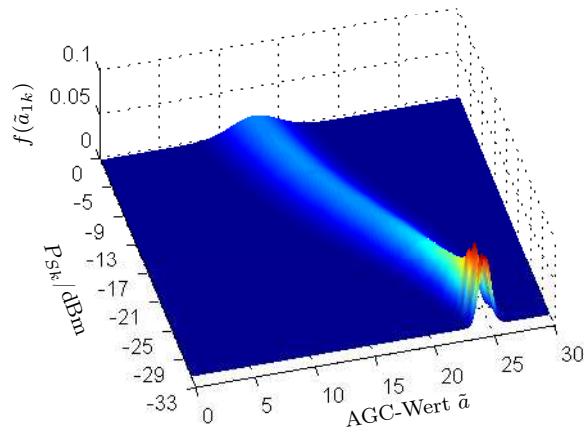


Abbildung B.14 a: Training an K_{F1}

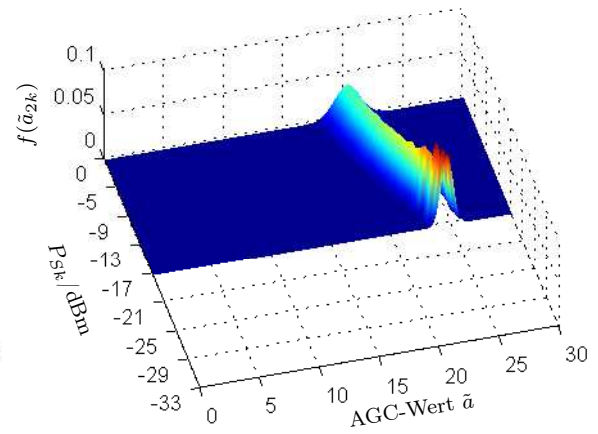


Abbildung B.14 b: Training an K_{F2}

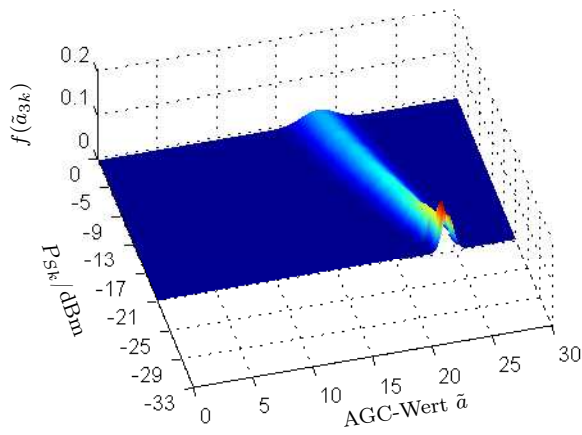


Abbildung B.14 c: Training an K_{F3}

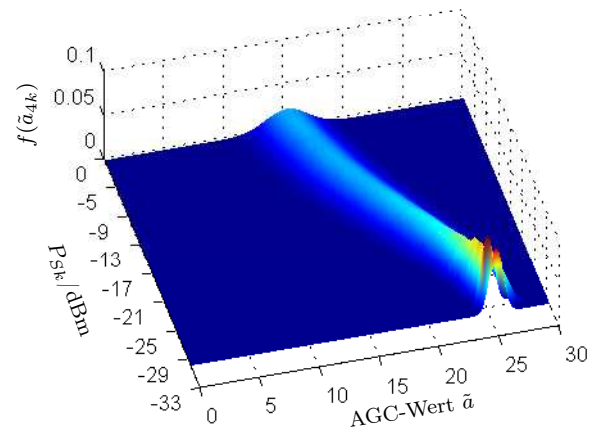


Abbildung B.14 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.14: Vollständiges Training der Zelle F004

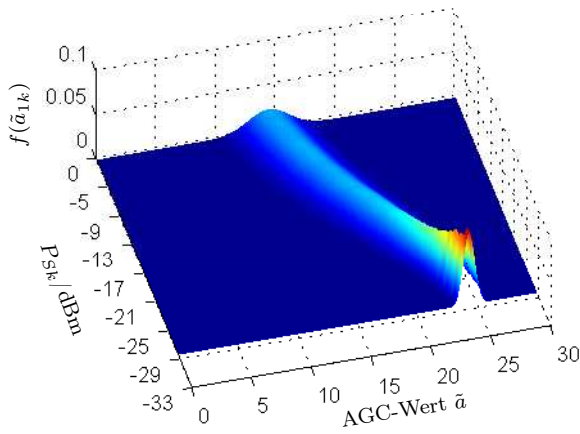


Abbildung B.15 a: Training an K_{F1}

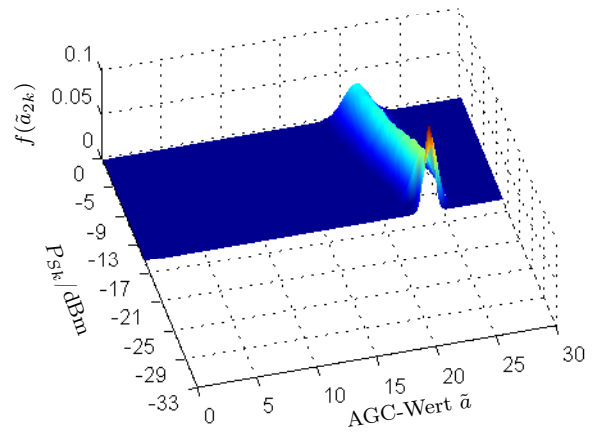


Abbildung B.15 b: Training an K_{F2}

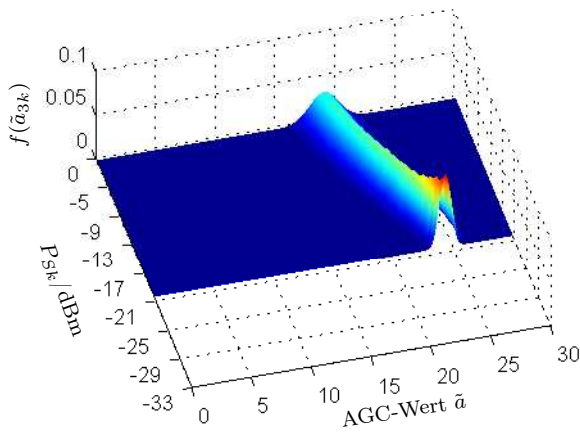


Abbildung B.15 c: Training an K_{F3}

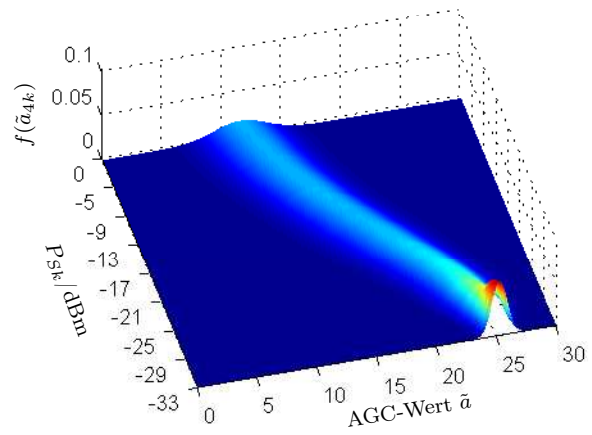


Abbildung B.15 d: Training an K_{F4}

Abbildung B.15: Vollständiges Training der Zelle F005

Literaturverzeichnis

- [Ans95] ANSELM, Fabig: *Konzept eines digitalen Empfängers für die Funknavigation mit optimierten Algorithmen zur Signaldemodulation*, Technische Universität Berlin, Diss., 1995
- [BBP00] BAHL, P. ; BALACHANDRAN, A. ; PADMANABHAN, V.: *Enhancements to the RADAR User Location and Tracking System*. 2000
- [BfA08] BFARM: *Nutzung von Mobilfunktechnik in medizinischen Einrichtungen*. http://www.bfarm.de/cln_030/nn_424524/DE/Medizinprodukte/riskinfo/recommend/mobilfunktechnik.html. Version: Mai 2008
- [BP00] BAHL, P. ; PADMANABHAN, V.N.: RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system. In: *Proc. IEEE Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies INFOCOM 2000* Bd. 2, 2000, S. 775–784 vol.2
- [Dam98] DAMOSSO, E.: Digital Mobile Radio: COST231 View on the Evolution towards 3rd Generation Systems / European Commoission COST Telecommunications. Bruessel, 1998. – Forschungsbericht
- [Dun06] DUNKEL, Adam: The uIP Embedded TCP/IP Stack, The uIP 1.0 Reference Manual / Swedish Institute of Computer Science. Version: June 2006. <http://www.sics.se/~adam/>. 2006. – Manual
- [GLS⁺03] GLASER, R. ; LAUTERBACH, C. ; SAVIO, D. ; SCHNELL, M. ; KARADAL, S. ; W., Weber: Smart Carpet: A Textile-based Large-area Sensor Network. (2003). <http://www.infineonventures.com/cms/cn/corporate/press/news/releases/2003/131123.html>

- [Han93] HANDEL, P.H.: Noise in physical systems and 1/f fluctuations. In: *AIP Conference Proceedings* Bd. 285, 1993, S. 162–171
- [HB01] HIGHTOWER, Jeffrey ; BORRIELLA, Gaetano: Location Systems for Ubiquitous Computing. In: *IEEE Computer* 34 (2001), Nr. 8, S. 57–66
- [HKV81] HOOGE, F. N. ; KLEINPENNING, T. G. M. ; VANDAMME, L. K. J.: Experimental studies on 1/f noise. In: *Reports on Progress in Physics* Bd. 44, 1981, S. 479–532
- [HN93] HÄNSEL, Horst ; NEUMANN, Werner: *Physik. Elektrizität, Optik, Raum und Zeit*. Spektrum Akademischer Verlag, 1993 (ISBN: 3-86025-304-2)
- [Huf07] HUFSCHMID, Markus: *Information und Kommunikation Grundlagen und Verfahren der Informationsübertragung*. Teubner, 2007 (ISBN: 978-3-8351-0122-7)
- [IT99] IRNICH, W. ; TOBISCH, R.: Mobilfunk im Krankenhaus. In: *Forschungsgemeinschaft Funk e.V.* (1999), Februar. www.fgf.de/publikationen/newsletter/einzeln/NL_99-02/02_Mobilfunk_im_Krankenhaus_NL02-99d.pdf
- [Kau00] KAUFFELS, Franz-Joachim: *Lokale Netze*. MITP-Verlag, 2000 (ISBN: 3-8266-4087-X)
- [KHM⁺00] KRUMM, J. ; HARRIS, S. ; MEYERS, B. ; BRUMITT, B. ; HALE, M. ; SHAFER, S.: Multi-camera multi-person tracking for EasyLiving. In: *Proc. Third IEEE International Workshop on Visual Surveillance*, 2000, S. 3–10
- [Küp05] KÜPPER, A.: *Location-Based Services Fundamentals and Operation*. John Wiley and Sons, Ltd, 2005 (ISBN: 0-470-09231-9). <http://www.location-based-services.org/>
- [Leh94] LEHNER, G.: *Elektromagnetische Feldtheorie für Ingenieure und Physiker*. Springer Verlag, 1994
- [LIM79] LIMITED, THE DECCA NAVIGATOR C.: *The DECCA NAVIGATOR Principles and Performance of the System*. August 1979

- [LPKL07] L., Tri J. ; P., Severson R. ; K., Hyberger L. ; L., Hayes D.: Use of Cellular Telephones in the Hospital Environment. In: *Mayo Clinic Proceedings* (2007), März, Nr. 82(3), S. 282–285
- [Mey99] MEYER, Martin: *Kommunikationstechnik Konzepte der modernen Nachrichtenübertragung*. Vieweg, 1999
- [Mic05] MICREL: KSZ8842-16/32 MQL/MVL/MVLI 2-Port Ethernet Switch with Non-PCI Interface / Micrel, Incorporated. 2005 (1.4). – Datasheet
- [Miu02] MIU, A.K.L.: *Design and Implementation of an Indoor Mobile Navigation System*. Cambridge, Massachusetts Institute of Technology, Diplomarbeit, Januar 2002
- [Nan04] NANOTRON: nanoNET - Chirp-based Wireless Networks / Nanotron Technologies GmbH. 2004 (NA-04-0000-0298-1.02). – White Paper
- [Nan07a] NANOTRON: noanoLOC TRX Transceiver (NA5TR1) / Nanotron Technologies GmbH. 2007 (NA-06-0230-0385-1.02). – User Guide
- [Nan07b] NANOTRON: Real Time Location Systems (RTLS) / Nanotron Technologies GmbH. 2007 (NA-06-0248-0391-1.02). – White Paper
- [NL02] NASIPURI, A. ; LI, K.: A Directionality based Location Discovery Scheme for Wireless Sensor Networks. In: *WSNA*, ACM, 2002. – ISBN 1–58113–589–0
- [NLLP03] NI, L.M. ; LIU, Yunhao ; LAU, Yiu C. ; PATIL, A.P.: LANDMARC: indoor location sensing using active RFID. In: *Proc. First IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom 2003)*, 2003, S. 407–415
- [OA00] ORR, R. ; ABOWD, G.: *The Smart Floor: A Mechanism for Natural User Identification and Tracking*. 2000
- [PCB00] PRIYANTHA, N.B. ; CHAKRABORTY, A. ; BALAKRISHNAN, H.: The Cricket Location-Support System. In: *6th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking (ACM MOBICOM) Boston, MA*, 2000

- [PCP⁺07] PATRICIO, M. A. ; CARBO, J. ; PEREZ, O. ; GARCIA, J. ; MOLINA, J. M.: Multi-Agent Framework in Visual Sensor Networks. In: *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2007
- [Pri05] PRIYANTHA, N.B.: *The Cricket Indoor Location System*, Massachusetts Institute of Technology, Diss., Januar 2005
- [Reh04] REHIM, Moustafa Amin Abdel Azim Yousief A.: *HORUS: A WLAN-BASED INDOOR LOCATION DETERMINATION SYSTEM*, University of Maryland, Diss., 2004
- [Rot05] ROTH, J.: *Mobile Computing - Grundlagen, Technik, Konzepte*. Dpunkt Verlag, 2005 (ISBN: 3-8986-4-366-2)
- [Tab00] TABBANE, Sami: *Handbook of Mobile Radio Networks*. Artech House Inc, 2000 (ISBN: 1-58053-009-5)
- [TI99] TOBISCH, R. ; IRNICH, W.: *Einfluß von Mobiltelefonen auf lebensrettende und lebenserhaltende Medizintechnik*. Shiele und Schön, 1999 (ISBN: 3-7949-0-540-3)
- [TI06] TI: MSP430x1xx Family User's Guide / Texas Instruments Incorporated. 2006 (SLAU049). – User's Guide
- [TS02] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Verlag, 2002 (ISBN: 3-540-42849-6)
- [VC76] VOSS, R.F. ; CLARKE, J.: Flicker (1/f) noise: Equilibrium temperature and resistance fluctuations. In: *Physical Review B* 13 (1976), Nr. 2, S. 556–573
- [WE97] WASHBURN, Kevin ; EVANS, Jim: *TCP/IP, Aufbau und Betrieb eines TCP/IP Netzes*. Addison-Wesley Verlag, 1997 (ISBN: 3-8273-1145-4)
- [WHG92] WANT, R. ; HOPPER, V. A. F. A. Falcão ; GIBBONS, J.: The Active Badge Location System. In: *ACM Trans. Information Systems* (1992), Januar, S. 91–102

- [WJH97] WARD, A. ; JONES, A. ; HOPPER, A.: A new location technique for the active office. In: *IEEE Personal Communications* 4 (1997), Nr. 5, S. 42–47. <http://dx.doi.org/10.1109/98.626982>. – DOI 10.1109/98.626982. – ISSN 1070–9916
- [YA04a] YOUSSEF, M. ; AGRAWALA, A.: Continuous space estimation for WLAN location determination systems. In: *Proc. 13th International Conference on Computer Communications and Networks ICCCN 2004*, 2004. – ISSN 1095–2055, S. 161–166
- [YA04b] YOUSSEF, M. ; AGRAWALA, A.: Handling samples correlation in the Horus system. In: *Proc. INFOCOM 2004. Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies* Bd. 2, 2004. – ISSN 0743–166X, S. 1023–1031 vol.2

